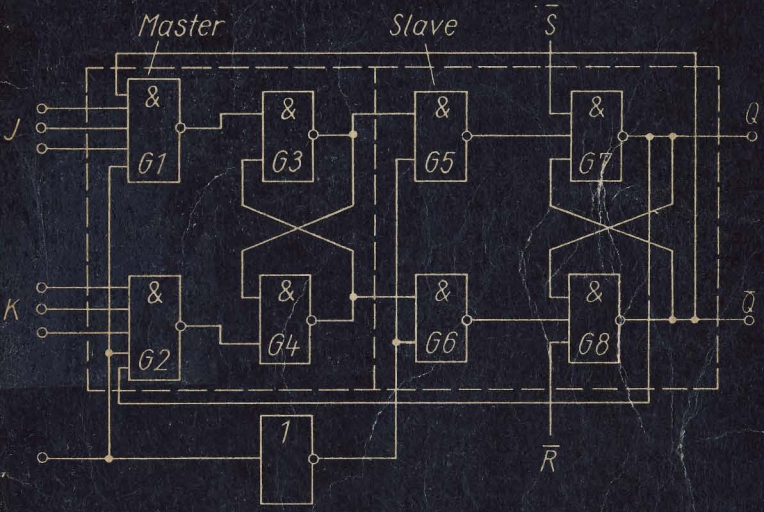
amateurreihe

electronica



Manfred Kramer

185

Impulstechnik
mit
TTL-Schaltkreisen

electronica · Band 185

MANFRED KRAMER

Y23VO

Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

2. Auflage, 16.—35. Tausend, Berlin 1980
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB)-Berlin, 1977
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Korrektor: Gertraut Purfürst
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. März 1980
Bestellnummer: 746 215 7
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. **Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen** 6

2. **Allgemeine Hinweise** 7
2.1. Technologische Hinweise für die Anwendung 7
2.2. Logikschaltungen und deren Darstellung 7
2.3. Arbeitsweise der integrierten Schaltkreise der Serie *D 10* 9
2.4. Technische Daten von TTL-Schaltkreisen der DDR 11
2.5. Zusammenschaltungsbedingungen 12
2.6. Äquivalente Typen 12
2.7. Kopplung mit anderen Bauelementen 13
2.8. Stromversorgung 14

3. **Grundschaltungen** 17
3.1. Bistabile Multivibratoren 17
3.1.1. Statischer bistabiler Multivibrator 17
3.1.2. Bistabiler Multivibrator mit gesteuerter Übernahme der Eingangssignale 18
3.1.3. JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172* 19
3.1.4. Das D-Flip-Flop *D 174* 22
3.2. Trigger 22
3.2.1. Trigger mit niederohmigem Eingang 22
3.2.2. Trigger mit hochohmigem Eingang 23
3.2.3. Der integrierte Trigger *K 155 TJ11* 24
3.3. Astabiler Multivibrator 25
3.3.1. Symmetrischer astabiler Multivibrator 25
3.3.2. Astabiler Multivibrator mit variabler Frequenz 27
3.3.3. Astabiler Multivibrator mit *Schmitt*-Trigger 27
3.4. Monostabile Multivibratoren 28
3.4.1. Monostabile Multivibratoren für kurze Verzögerungszeiten 28
3.4.2. Monostabile Multivibratoren für längere Impulszeiten 30

3.4.3. Der integrierte monostabile Multivibrator *K 155 AG 1* 31
3.5. Verzögerungsschaltungen 32

4. Impulszähler und Frequenzteiler 34
4.1. Binäre Teiler/Zähler 34
4.2. Zähler mit verschiedenem Zählumfang 36
4.3. Monolithisch integrierte Teiler/Zähler 45
4.3.1. Integrierte Zähldekade *MH 7490* 45
4.3.2. Schnelle synchrone Vorwärts-/Rückwärtszähler 46

5. Schieberegister 48
5.1. Schieberegister mit einzelnen Flip-Flop 48
5.2. Monolithisch integrierte Schieberegister 49

6. Dekoder 51
6.1. Binärdekoder 51
6.2. BCD-Dekoder zur Ansteuerung von gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren 51
6.3. Monolithisch integrierte Dekoder 52

7. Verschiedene Anwendungsbeispiele 54
7.1. Schaltkreisprüfgerät 54
7.2. Morseübungsgenerator 56
7.3. Quarzgenerator 57
7.4. Elektronische Morsetasten 59
7.5. Elektronisches Türsignal 63
7.6. Einfache Quarzuhr mit Ziffernanzeige 65
7.7. Zählfrequenzmesser mit digitaler Anzeige 67

8. Anhang (Schaltkreisvergleichstabelle) 72

Literaturverzeichnis 80

Vorwort

Seit einiger Zeit stehen in der DDR monolithisch integrierte TTL-Schaltkreise eigener Produktion sowie Importtypen zur Verfügung. Diese Schaltkreise haben sich international schnell durchgesetzt, äquivalente Typen produzieren alle Industrieländer. Die TTL-Schaltkreise zeichnen sich nicht nur durch hohe Zuverlässigkeit aus, auch der Schaltungsentwurf vereinfacht sich wesentlich gegenüber der herkömmlichen Digitaltechnik mit diskreten Bauelementen. Umfangreiche Schaltungen können meist mit nur geringem mathematischen Aufwand und ohne genaue Kenntnis der inneren Funktion des Schaltkreises entworfen werden. Es genügt, einige wenige Anschlußbedingungen zu berücksichtigen.
So erlauben die integrierten Schaltkreise auch dem Anfänger, komplexe Schaltungen aufzubauen.
Neben vielen Standardschaltungen enthält die Broschüre einige komplexe Anwendungsbeispiele, die dem fortgeschrittenen Amateur Anregungen für eigene schöpferische Tätigkeit mit diesen modernen Bauelementen geben.
Berlin, im Herbst 1974 *Manfred Kramer*

Vorwort zur 2. Auflage

Das Interesse an der Anwendung monolithisch integrierter TTL-Schaltkreise hat seit dem Erscheinen der 1. Auflage beträchtlich zugenommen. Gleichzeitig stabilisierte sich das Bauelementeangebot des Handels, und die Halbleiterindustrie der DDR liefert zwar größere Stückzahlen, jedoch kein wesentlich erweitertes Typenspektrum an TTL-Schaltkreisen, so daß die vorliegende Broschüre gegenüber der 1. Auflage nur wenig verändert werden mußte.
Berlin, im Sommer 1979 *Manfred Kramer*

1. Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

AM	astabiler Multivibrator
BM	bistabiler Multivibrator
B_{min}	minimale Großsignalverstärkung eines Transistors
C	Kondensator
f	Frequenz
FF	Flip-Flop, bistabiler Multivibrator
H	H-Pegel
I_C	Kollektorstrom
I_{IL}	Eingangsstrom bei L-Pegel
I_L	Laststrom
L	L-Pegel
m	Teilerverhältnis
n	Zahl der Flip-Flop
P_C	Kollektorverlustleistung
R	Widerstand
TTL	Transistor-Transistor-Logik
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{IH}	minimale Eingangsspannung bei H-Pegel (2 V)
U_{IL}	maximale Eingangsspannung bei L-Pegel (0,8 V)
U_L	Lehrlaufspannung
U_{oH}	minimale Ausgangsspannung bei H-Pegel (2,4 V)
U_{oL}	maximale Ausgangsspannung bei L-Pegel (0,4 V)
U_S	Speisespannung
w	Wertigkeit

2. Allgemeine Hinweise

2.1. Technologische Hinweise für die Anwendung

Der Einsatz integrierter Schaltkreise ist für die Industrie und für viele Amateure kein Neuland mehr. Die konstruktive Anordnung dieser Bauelemente auf Leiterplatten ist jedoch nicht problemlos. Die vielen, eng beieinander liegenden Anschlüsse der Gehäuse stellen hohe Anforderungen an die Genauigkeit der Bohrungen. Industriell hergestellte Leiterplatten sind bei geringen Stückzahlen sehr teuer. Für Versuchsaufbauten oder Einzelanfertigungen sind deshalb Universalplatten zweckmäßig, bei denen die Bohrungen im 2,5-mm-Raster liegen. Die Verbindungen realisieren einzelne Drähte. Solche Leiterplatten bietet auch der Amateurbedarfshandel an. Da an den meisten Schaltkreisen die Speisespannung über die gleichen Anschlüsse zugeführt wird, ist bei einigen Universal-Leiterkartentypen die Stromversorgung als gedruckte Schaltung ausgeführt. Wer seine Leiterplatten selbst herstellen möchte, sollte für die Schaltkreisanschlüsse eine Bohrschablone verwenden und die Leiterzüge erst nach dem Bohren zeichnen. Auch bei einfachen Schaltungen lassen sich Leitungskreuzungen meist nur vermeiden, wenn man doppelseitig kaschiertes Material verwendet. Da die Durchkontaktierung von einer Seite auf die andere dem Amateur ohnehin kaum möglich ist, dürfte einfach kaschiertes Material mit Drahtbrücken zweckmäßiger sein. Beim Entwurf der Leiterplatten ist zu berücksichtigen, daß die Schaltkreisanschlüsse in Datenbüchern u. ä. als Draufsicht dargestellt sind.

2.2. Logikschaltungen und deren Darstellung

Bei digitalen Schaltungen nimmt die Amplitude der Signale meist nur zwei Werte mit vorgegebenen Toleranzen an.
Solche Schaltungen bestanden früher nur aus mechanischen Kontakten, z. B. Schaltern und Relais, heute werden sie auch mit Gasentladungsröhren, Vakuumröhren oder Halbleiterbauelemen-

ten aufgebaut. Der Signalfluß in Digitalschaltungen läßt sich mit der „Algebra der Logik", oft auch „Schaltalgebra" genannt, berechnen und optimieren. Man spricht deshalb auch von „logischen Schaltungen" oder „logischer Verknüpfung" von Signalen. Einige grundlegende Begriffe und Symbole können anschaulich an Schaltungen mit mechanischen Kontakten erläutert werden. In Bild 2.1 müssen Schalter S 1 *oder* S 2 *oder* beide geschlossen sein, damit die Lampe leuchtet. Die Kontakte bilden eine ODER-Schaltung, wenn man das Aufleuchten der Lampe als Signal betrachtet. Sind S 1 *und* S 2 geöffnet, erlischt die Lampe. Wird das Erlöschen als Signal betrachtet, so bilden die gleichen Kontakte in gleicher Schaltung ein UND-Glied. Die logische Funktion einer Schaltung hängt also von der Zuordnung der Signale ab.
Neben UND und ODER zählt auch die Umkehrung oder Negation zu den logischen Grundoperationen.
Schließt man in Bild 2.2 den Schalter S 1, so öffnet sich der Ruhekontakt $\bar{a}$ des Relais.
Mit diesen drei Grundoperationen ist es möglich, logische Schaltungen beliebigen Umfangs zu entwerfen. In der internationalen Literatur werden das UND-Glied mit AND und die ODER-Schaltung mit OR bezeichnet. Digitale Halbleiterschaltkreise sind meist so aufgebaut, daß der logischen Verknüpfung der Eingangssignale ein Negator nachgeschaltet ist. Ein vorangestelltes N in der Bezeichnung der Grundoperation symbolisiert dies (NAND, NOR). Bild 2.3 zeigt die Symbole für logische Grundschaltungen

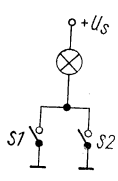


Bild 2.1
Logische Schaltung mit Kontakten

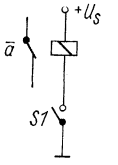


Bild 2.2
Negator mit Kontakten

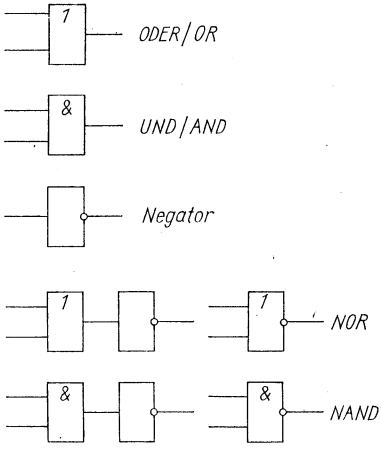


Bild 2.3
Symbole für logische Grundschaltungen

nach *TGL 14 091 Bl. 2*. In der Bezeichnung von Signalen spiegelt sich die vorausgegangene Negation ebenfalls wider. Liegt z. B. am Eingang des Negators das Signal A, so wird das negierte Signal an seinem Ausgang mit $\overline{A}$ bezeichnet.
Wie bereits erwähnt, ist die logische Funktion von der Zuordnung der Signale abhängig. Bei TTL-Schaltungen wird meist die sogenannte „positive Logik" definiert:
Der hohe Spannungspegel (H) bedeutet „Signal", niedriger Spannungspegel (L) bedeutet „kein Signal".

2.3. Arbeitsweise der integrierten Schaltkreise der Serie *D 10*

In Halbleiterschaltkreisen sind mehrere Arten der logischen Verknüpfung üblich: z. B. mit Dioden und Transistoren, Widerständen und Transistoren, direkte Kopplung der Transistoren usw.
Bild 2.4 zeigt ein mit Transistoren verknüpftes NAND-Glied. Diese Art der Verknüpfung wird als Transistor-Transistor-Logik, abgekürzt TTL, bezeichnet. Ungewöhnlich ist die Darstellung des Eingangstransistors, die man sich aus der Parallelschaltung der

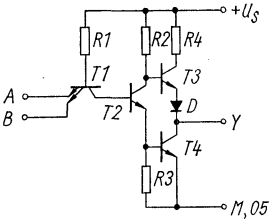


Bild 2.4
Innenschaltung eines TTL-NAND-Gliedes

Kollektoren und der Basisanschlüsse zweier üblicher Transistoren erklären kann (Bild 2.5). Liegt einer der Emitter des Eingangstransistors T 1 (Bild 2.4) an OV (L-Pegel), so leitet dieser Transistor und sperrt den folgenden. Damit erhält T 3 über R 2 Basisstrom und leitet. Die Basis von T 4 liegt über R 3 an Masse, er ist deshalb gesperrt. Am Ausgang ist H-Pegel. Liegen beide Eingänge an H, dann fließt über die Basis-Kollektorstrecke von T 1 Strom in die Basis von T 2. Dieser steuert nun die Endstufe gegenphasig an, T 3 sperrt und T 4 leitet, am Ausgang liegt L-Pegel. Im Umschaltmoment leiten beide Transistoren der Gegentaktendstufe, der Strom muß deshalb durch einen Widerstand R 4 begrenzt werden. Die Diode verbessert das Sperrverhalten des Transistors T 3.

Bei einigen Schaltkreistypen arbeitet der Ausgang nicht als Gegentaktstufe (z. B. *D 103*, *D 146*), es fehlt der obere Transistor (T 3 in Bild 2.4). Der Kollektor des unteren Transistors (T 4 in Bild 2.4) ist einzeln herausgeführt. Die Ausgänge dieser Schaltkreise dürfen (im Gegensatz zu denen der anderen Typen) parallelgeschaltet werden, erfordern jedoch einen externen Arbeitswiderstand.

Die beschriebenen Schaltungen sind die Grundlage der Schaltkreisserie *D 10*. Nicht nur die NAND-Glieder mit 2, 3, 4 und 8 Eingängen, auch die höher integrierten Bausteine sind intern aus solchen und ähnlichen Schaltungen aufgebaut.

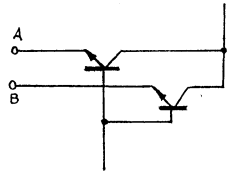


Bild 2.5
Bildung des Multiemittertransistors

Die zeichnerische Darstellung wäre sehr unübersichtlich und unproduktiv, wollte man immer die innere Schaltung verwenden. Deshalb wird nur das logische Symbol in die Schaltung oder das Anschlußbild des Schaltkreises eingezeichnet. Da alle in einem Gehäuse enthaltenen Bauelemente eine gemeinsame Stromversorgung haben, ist diese nur im Schaltkreisanschlußbild angegeben, in die Schaltung jedoch nicht eingezeichnet! In der Bezeichnung der RFT-Schaltkreise gibt der letzte Buchstabe den Gehäusewerkstoff an: C bedeutet Keramik, D heißt Plastgehäuse. Da dies auf die elektrischen Daten ohne Einfluß ist, wurde dieser Buchstabe bei den Beschreibungen nicht mit angegeben.

2.4. Technische Daten von TTL-Schaltkreisen der DDR

Für Betriebsbedingungen, z. B. bei der Serie *D 10* im Arbeitstemperaturbereich von 0 °C bis + 70 °C (273 K bis 343 K) und bei einer Speisespannung von 4,75 V bis 5,25 V, gelten die Kenndaten. Für alle Schaltkreise einer Serie sind die Definition der Einheitslast und die zulässigen Betriebsbedingungen gleich (Tabelle 2.1.). Die übrigen Daten, wie Schaltgeschwindigkeit und Lastfaktor, unterscheiden sich bei den einzelnen Typen manchmal. Der Lastfaktor gibt an, wie viele Einheitslasten ein Eingang (F_{LE}) oder ein Ausgang (F_{LA}) versorgen kann.
Beispiel: An den Ausgang eines Leistungs-NAND-Gliedes des *D 140* lassen sich 30 Eingänge mit der Einheitslast 1 anschließen (30 Eingänge von NAND-Gliedern *D 100*). Die Ausgänge der meisten Typen der Serie *D 10* haben einen zulässigen Lastfaktor von 10, die meisten Eingänge bilden eine Last von 1. Die Grenzwerte in Tabelle 2.2. darf man nicht überschreiten.

Tabelle 2.1. Kenndaten von TTL-Schaltkreisen der Serie D 10

	L-Pegel		H-Pegel
Einheitslast	1,6 mA		40 μA
Eingangsspannung	$< 0{,}8$ V		> 2 V
Ausgangsspannung	$< 0{,}4$ V		$> 2{,}4$ V
Betriebstemperatur	0 °C	bis	70 °C
Speisespannung	4,75 V	bis	5,25 V

Tabelle 2.2. Grenzwerte von TTL-Schaltkreisen D 10

Speisespannung	7 V
Spannung an den Eingängen	5,5 V
Lagerungstemperatur	— 65 °C bis + 175 °C

2.5. Zusammenschaltungsbedingungen

Bei vielen Schaltungen sind nicht alle Eingänge der Schaltkreise nötig, z. B. wenn ein NAND mit mehreren Eingängen als Negator geschaltet ist. Liegen die unbenutzten Eingänge auf H-Pegel, so haben sie auf die Funktion keinen Einfluß. Sie können an den Ausgang eines unbenutzten NAND-Gliedes gelegt werden, bei dem mindestens ein Eingang auf L-Pegel liegt.
Ist gesichert, daß man die maximal zulässige Eingangsspannung von 5,5 V nicht überschreitet, so dürfen sie auch direkt an der Speisespannung liegen. Besteht die Möglichkeit, daß sie 5,5 V übersteigt, ist ein Begrenzungswiderstand zwischen unbenutztem Eingang und Speisespannung notwendig (Begrenzung auf I = 1 mA). Dabei dürfen auch mehrere unbenutzte Eingänge parallelgeschaltet sein. Man kann aber auch die freien Eingänge des gleichen Gatters parallelschalten. Sie zählen dann zusammen als eine Lasteinheit bei L-Pegel. Werden schließlich unbenutzte Eingänge einfach frei gelassen und abgekniffen, so vereinfacht sich dadurch der Entwurf von Leiterplatten.
Auf die logische Funktion hat dies keinen Einfluß. Die Schaltzeit verlängert sich etwas, jedoch stört dies meist nicht.

2.6. Äquivalente Typen

Wie bereits erwähnt, produzieren alle Industrieländer TTL-Schaltkreise. Diese Bauelemente sind in den meisten Fällen völlig äquivalent, d. h., nicht nur die Logikpegel, auch die Anschlüsse und Gehäuse stimmen überein: so daß Schaltkreise verschiedener Hersteller meist ohne Bedenken zusammengeschaltet oder ausgetauscht werden können. Beispielsweise sind die Schaltkreise *SN 7400 N* von Texas Instruments, *MH 7400* von TESLA und der *D 100* völlig gleich. Neben der Standard-TTL-Reihe, zu der

diese Typen gehören, bieten einige Hersteller noch Hochgeschwindigkeitsreihen (z. B. unsere Serie *D 20*) oder Reihen mit geringerem Leistungsbedarf an. Oft erscheinen auch Typen mit erweitertem Arbeitstemperaturbereich und größeren zulässigen Toleranzen der Speisespannung (z. B. unsere Reihe *E 10*). Alle diese TTL-Schaltkreise sind hinsichtlich der logischen Pegel voll kompatibel und können direkt zusammenarbeiten.
Die übrigen technischen Daten, wie Lastfaktor, Toleranzen usw., sind jedoch zu berücksichtigen. Der Ausgangslastfaktor ist z. B. bei den Schaltkreisen des „Bastlerbeutels Nr. 8" geringer als bei der Serie *D 10*, die Einheitslast ist bei der Serie *D 20* größer usw. Eine kurze Übersicht im Anhang vergleicht einige Typen verschiedener Hersteller miteinander.

2.7. Kopplung mit anderen Bauelementen

Die Zusammenschaltung mit weiteren Bauelementen ist meist problemlos. Soll eine Glühlampe, ein Relais oder ein anderes Bauelement mit größerem Leistungsbedarf angesteuert werden, so sind oft Leistungsstufen erforderlich (Bild 2.6). Bild 2.6, Bild 2.7 und Bild 2.8 zeigen einige Beispiele. Die Bauelemente sollten hier aus einer anderen Spannungsquelle gespeist sein, um die stabilisierte Spannung von 5 V nicht unnötig zu belasten und Rückwirkungen auf die TTL-Logikschaltungen zu vermeiden.

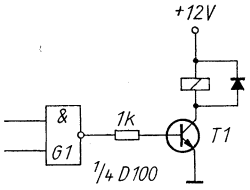


Bild 2.6
Ansteuerung eines Transistors mit TTL-Pegel

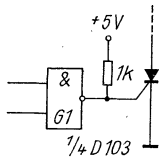


Bild 2.7
Ansteuerung eines Thyristors mit TTL-Pegel

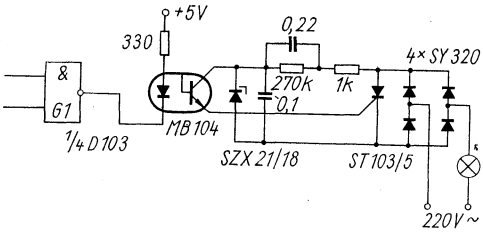


Bild 2.8 Galvanisch getrennte Thyristoransteuerung

Steuern mechanische Kontakte die TTL-Schaltkreise an, so muß man deren Prellungen berücksichtigen. Beim Schließen eines Relaiskontakts prellt der Arbeitskontakt nach dem ersten Schließen oft noch mehrmals auseinander, bevor er sich endgültig schließt. Die relativ schnellen TTL-Schaltkreise verarbeiten dieses Signal dann wie mehrere Impulse. Die steilen Flanken der TTL-Signale verursachen auf längeren Leitungen (ab etwa 50 cm) Reflexionen, die ebenfalls Fehlschaltungen bewirken können. Eine Möglichkeit, diese Störungen einzuschränken, besteht darin, angepaßte Leitungen zu verwenden. Eine exakte Anpassung einzelner Drähte ist leider nur schwierig möglich. Deshalb werden meist verdrillte Drähte verwendet, die einen Wellenwiderstand von etwa 120 Ω haben.
Die in Bild 2.9 gezeigte Anordnung erlaubt Leitungslängen von etwa 20 m.

2.8. Stromversorgung

Die Speisespannung für TTL-Schaltkreise beträgt 5 V. Die zulässigen Schwankungen dieser Spannung sind bei den einzelnen Serien unterschiedlich:

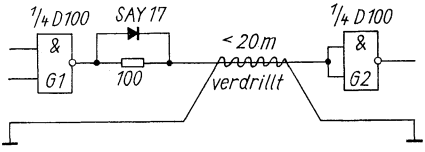


Bild 2.9 Einfache Leitungstreiber- und Leitungsempfängerschaltung

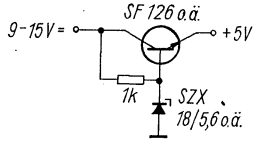


Bild 2.10
Einfache Spannungsstabiliiserung

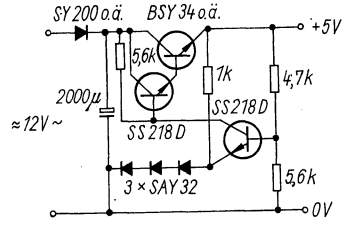


Bild 2.11
Einfaches geregeltes Netzteil

a) Serien *D/E* 10, *74*, 155 ± 5%
b) Serien *54*, 133 ± 10%

Die Speisespannung sollte unbedingt stabilisiert sein. Dabei ist nur geringer Aufwand erforderlich. Bild 2.10 und Bild 2.11 zeigen einfache Schaltungen. Die zulässige Belastung dieser oder ähnlicher Netzteile wird grob wie folgt bestimmt:

Gegeben: U_L, Spannung nach der Gleichrichtung im Leerlauf, z. B. 12 V
P_C, zulässige Kollektorverlustleistung des Transistors je nach Kühlfläche und Umgebungstemperatur, z. B. 1,2 W (*BSY 34* mit Kühlstern 30 mm ∅)

gesucht: zulässiger Laststrom I_L bei $U_S = 5$ V

$$I_L = \frac{P_C}{U_L - U_C} = \frac{1{,}2\ \text{W}}{7\ \text{V}} = 171\ \text{mA}\,.$$

Dieser Strom reicht für etwa 10 Schaltkreise *D 100*. Bei einer umfangreichen Anordnung mit sehr vielen Schaltkreisen kann eine Begrenzung der Speisespannung auf maximal 5,5 V oder 7 V (je nach Anschluß der freien Eingänge) verhindern, daß bei Fehlern im Netzteil eine zu hohe Spannung die Schaltkreise gefährdet. Nicht nur hochwertigen Schaltungen mit Thyristoren (siehe Abschnitt 7.7.) und Transistoren, auch eine einfache Reihenschal-

tung von 10-A-Dioden, z. B. aus dem „Bastlerbeutel Nr. 5“, schützen die Schaltkreise zuverlässig.

Wenn die Schaltkreise von einem Zustand in den anderen umschalten, verursachen die beiden Ausgangstransistoren kurzzeitig eine höhere Stromaufnahme. Deshalb soll unmittelbar an den Anschlüssen eines jeden Schaltkreises die Stromversorgung mit einem sogenannten Stützkondensator von etwa 30 nF überbrückt werden.

3. Grundschaltungen

3.1. Bistabile Multivibratoren

Diese Baugruppen sind auch als Flip-Flop (FF) oder Trigger bekannt. Wie schon die Bezeichnung erwarten läßt, nehmen sie in Abhängigkeit von den Eingangssignalen zwei stabile Zustände ein, die z. T. sogar bestehen bleiben, wenn keine Signale mehr an den Eingängen anliegen.

3.1.1. Statischer bistabiler Multivibrator

Bild 3.1 zeigt die Schaltung. Die Ziffern bezeichnen mögliche Anschlüsse an einem Baustein *D 100*. In Ruhestellung liegt L-Pegel am Ausgang A. Dieses L steht auch am Eingang 4 von G 2 und bewirkt H-Pegel an dessen Ausgang $\overline{A}$. Damit führen beide Eingänge des Gatters 1 H-Pegel und Ausgang A ist L. Diese Stellung bleibt bestehen (gespeichert), solange wie die Speisespannung anliegt und der Setzeingang $\overline{S}$ das H-Potential führt. Der Rücksetzeingang $\overline{S}$ darf beliebige Signale annehmen (H oder L), weil der Eingang 4 von G 2 schon auf L liegt.

L-Signal am Eingang $\overline{R}$ bewirkt H-Pegel am Ausgang A. Wenn im selben Moment H an $\overline{S}$ liegt, kippt der BM innerhalb weniger Nanosekunden in den anderen stabilen Zustand: H-Pegel an beiden Eingängen von G 2, somit L an $\overline{A}$ und H an A. Am Eingang $\overline{R}$ muß nun H-Signal, an $\overline{S}$ darf ein beliebiger Pegel anliegen.

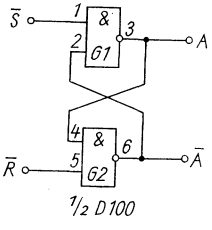


Bild 3.1
Statischer bistabiler Multivibrator

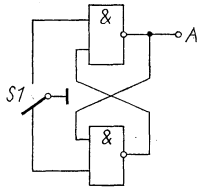


Bild 3.2
Prellfreier Kontakteingang

Gelangt an beide Eingänge gleichzeitig L-Signal, so liegen beide Ausgänge auf H-Pegel. Schalten die Eingänge danach wieder gleichzeitig auf H, so ist nicht definiert, welche der beiden stabilen Stellungen der BM einnimmt. Diese Signalfolge muß deshalb vermieden werden. Auch nach Anlegen der Speisespannung ist die Stellung des BM unbestimmt, wenn die Eingänge $\overline{R}$ und $\overline{S}$ auf H liegen. Deshalb sind statische BM oft auch aus Gattern mit mehr als 2 Eingängen aufgebaut. Sie verfügen dann über zusätzliche Voreinstell- oder Rücksetzeingänge, um nach dem Anlegen der Speisespannung oder auch aus anderen Gründen (z. B. Abbrechen eines Funktionsablaufs usw.) alle oder einige BM der Schaltung in eine definierte Ausgangslage zu versetzen. Der BM besteht dann z. B. aus einem Gatter mit 2 Eingängen (1/4 *D 100*) und einem Gatter mit 3 Eingängen (1/3 *D 110*).
Der statische BM dient meist als Speicher.
Beispiel: Bei einer elektronischen Morsetaste wird ein Anschlag des Tasthebels an der Strichseite so lange gespeichert, bis der Strich beendet ist. Inzwischen darf man den Tasthebel auf die Punktseite legen oder auch loslassen (siehe auch Abschnitt 7.4.). Bild 3.2 zeigt eine Möglichkeit, Prellungen von Kontakten (Relais, Tasten) unwirksam zu machen. Der BM kippt mit der ersten Berührung der Kontakte, die nachfolgenden Prellungen wirken sich nicht mehr aus.

3.1.2. Bistabiler Multivibrator mit gesteuerter Übernahme der Eingangssignale

In vielen Anwendungsfällen sollen die Eingangssignale eines statischen BM nicht sofort, sondern nur zu einem bestimmten Zeitpunkt eingespeichert werden. Dies gewährleistet eine Torschaltung, die man dem eigentlichen BM vorschaltet. Bild 3.3

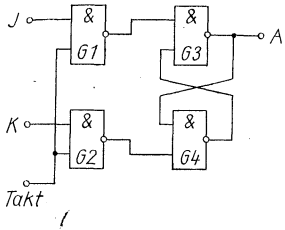


Bild 3.3
Statischer bistabiler Multivibrator mit gesteuerter Übernahme der Eingangssignale

zeigt die Schaltung. Die NAND-Glieder G 1 und G 2 bilden die Torschaltung, der bistabile Multivibrator besteht aus den Gattern G 3 und G 4. Solange der Takteingang auf L-Pegel liegt, ist die Torschaltung gesperrt, die Ausgänge der Gatter (G 1 und G 2) liegen unabhängig von den übrigen Eingangssignalen auf H-Pegel. Es ist nicht möglich, Eingangssignale in den BM (G 3 und G 4) einzuspeichern. Mit der L/H-Flanke des Taktimpulses übernimmt der BM die Eingangssignale. Es sind folgende Kombinationen möglich:

1. J-Eingang an L-Pegel, K-Eingang an H-Pegel, während und nach der L/H-Flanke des Taktimpulses liegt A auf L-Pegel ($\overline{A}$ auf H).
2. K-Eingang an L-Pegel, J-Eingang an H-Pegel, während und nach der L/H-Flanke des Taktimpulses liegt A auf H-Pegel ($\overline{A}$ auf L).
3. J- und K-Eingang auf L-Pegel, während und nach der L/H-Flanke des Taktimpulses tritt keine Änderung des Schaltzustands an den Ausgängen auf, der vor dem Taktsignal gespeicherte Zustand bleibt erhalten.
4. J- und K-Eingang auf H-Pegel, während der Dauer des Taktsignals liegt an beiden Ausgängen H-Pegel. Nach dem Abschalten des Taktes (Pegel wieder auf L) ist der Pegel an den Ausgängen unbestimmt. Diese Kombination der Eingangssignale sollte deshalb vermieden werden.

Ist die Torschaltung durch H-Pegel des Taktes geöffnet, so wirkt jede Änderung der Eingangssignale wie beim statischen BM.

3.1.3. JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172*

Das JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172* besteht intern aus 2 bistabilen Multivibratoren mit gesteuerter Übernahme, die hinter-

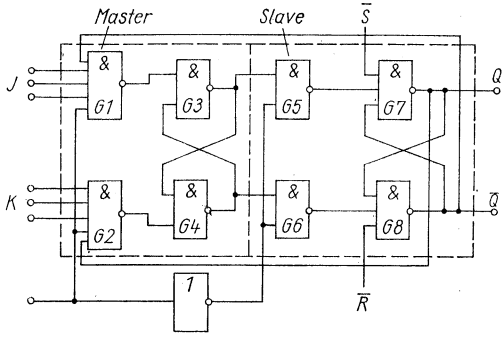


Bild 3.4 Vereinfachtes logisches Ersatzschaltbild des JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172*

einandergeschaltet sind (Bild 3.4). Der sogenannte Master (engl. master = Meister) besteht aus den Gattern G 3 und G 4. Die NAND-Glieder G 1 und G 2 bilden die zugehörige Torschaltung. Die jeweils 3 J- und 3 K-Eingänge sind UND-verknüpft, d. h., der H-Pegel ist erst wirksam, wenn er an allen 3 jeweils zusammengehörigen Eingängen anliegt. Die Gatter G 5 und G 6 bilden die Torschaltung des Slave (engl. slave = Knecht). Der bistabile Multivibrator des Slave besteht aus den Gattern G 7 und G 8. Er verfügt noch über 2 Eingänge, die nicht über die Torschaltung laufen, also auch unabhängig vom Takt wirksam sind: L-Pegel am Setzeingang $\overline{S}$ stellt Ausgang Q auf H-Pegel, L-Pegel am Rücksetzeingang $\overline{R}$ stellt Q auf L-Pegel zurück.

Der Taktimpuls steuert die Torschaltung des Slave über einen Negator. Durch diese Art der Schaltung und die entsprechend festgelegten Umschaltpegel der Gatter bedingt, löst jeder Taktimpuls die in Bild 3.5 dargestellte Zeitfolge von Operationen aus:

1. Trennen des Slave vom Master (Torschaltung G 5, G 6 sperrt).

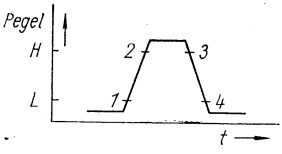
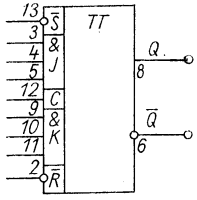


Bild 3.5
Zeitdiagramm der Arbeitsweise des *D 172*



a)

t_n		t_{n+1}	
J	K	Q	$\bar{Q}$
L	L	Q	$\bar{Q}$
L	H	L	H
H	L	H	L
H	H	$\bar{Q}$	Q

b)

Bild 3.6 JK-Master-Slave-Flip-Flop; a — Schaltsymbol; b — Funktionstabelle

2. Eingabe des Signals von den J- und K-Eingängen in den Master (Torschaltung G 1, G 2 öffnet).
3. Sperren der J- und K-Eingänge (G 1, G 2).
4. Übertragen der Information vom Master zum Slave (Torschaltung G 5, G 6 öffnet).

Bild 3.6a zeigt das Symbol eines solchen Schaltkreises, die Ziffern geben die zugehörigen Anschlußstifte an (siehe auch Anhang).
Das dynamische Verhalten geht aus der Funktionstabelle, oft als Wahrheitstabelle bezeichnet, hervor (Bild 3.6b). tn bezeichnet die Zeit vor, tn + 1 die Zeit nach dem Taktimpuls.

1. Liegt an mindestens einem J-Eingang und mindestens einem K-Eingang L-Pegel, so bewirkt ein Taktimpuls keine Änderung (1. Zeile der Wahrheitstabelle).
2. Liegt an mindestens einem J-Eingang L-Pegel und an allen K-Eingängen H-Pegel, so schalten unabhängig vom Zustand vor dem Taktimpuls mit dessen H/L-Flanke die Ausgänge Q auf L und $\overline{Q}$ auf H (2. Zeile der Wahrheitstabelle).
3. Liegen alle J-Eingänge auf H und mindestens ein K-Eingang auf L-Pegel, so schalten unabhängig vom Zustand vor dem Taktimpuls Q auf H und $\overline{Q}$ auf L (3. Zeile der Wahrheitstabelle).
4. Liegen alle J- und K-Eingänge auf H, so ändert der Taktimpuls den zum Zeitpunkt t_n vorhandenen Pegel an den Ausgängen. Die Umschaltung an den Ausgängen erfolgt mit der H/L-Flanke des Taktimpulses (4. Zeile der Wahrheitstabelle).

Das FF erlaubt eine maximale Taktfrequenz von > 15 MHz. Die Eingänge T, $\overline{R}$ und $\overline{S}$ bilden je 2 Lasteinheiten, die Ausgänge kön-

nen 10 LE aufnehmen. Die Flankensteilheit des Taktimpulses soll unter 500 ns liegen.
Die Anwendungsmöglichkeiten des *D 172* sind sehr vielseitig. Er kann sowohl als statischer Speicher (siehe vorheriger Abschnitt) oder auch in Impulszählern, Frequenzteilern und Schieberegistern benutzt werden (siehe folgende Abschnitte).

3.1.4. Das D-Flip-Flop *D 174*

In digitalen Meßgeräten sind häufig Zwischenspeicher nötig, die den letzten Meßwert für die Anzeige speichern, während die Messung automatisch wiederholt wird. Diese Aufgabe lösen D-FF, von denen sich beim Schaltkreis *D 174* zwei in einem Gehäuse befinden. Der an den D-Eingängen anliegende Pegel wird mit der L/H-Flanke des Taktimpulses eingespeichert und erscheint am jeweiligen Q-Ausgang, das negierte Signal liegt an den jeweiligen Ausgängen $\overline{Q}$. Statisches Setzen und Rücksetzen ist mit den Eingängen R und S ebenfalls möglich.
Das D-FF läßt sich auch als binärer Impulszähler oder binärer Frequenzteiler einsetzen

3.2. Trigger

Als Trigger werden solche bistabilen Multivibratoren bezeichnet, die ihre beiden stabilen Zustände in Abhängigkeit von der Amplitude des Eingangssignals einnehmen. Sie passen Eingangssignale beliebiger Kurvenform (z. B. Sinus, Trapez) und wählbarer Amplitude an den TTL-Pegel an. Bild 3.7 zeigt als Beispiel die Umwandlung einer Sinusschwingung in eine Rechteckwelle.

3.2.1. Trigger mit niederohmigem Eingang

An vielen Signalquellen, z. B. am Ausgang niederohmiger Transistorschaltungen, genügt der einfache Trigger nach Bild 3.8. Die Diode und der Rückkopplungswiderstand bewirken eine Hysterese von etwa 0,7 V. Der Trigger schaltet also bei etwa 2,1 V am Eingang auf H-Pegel am Ausgang und bei etwa 1,4 V am

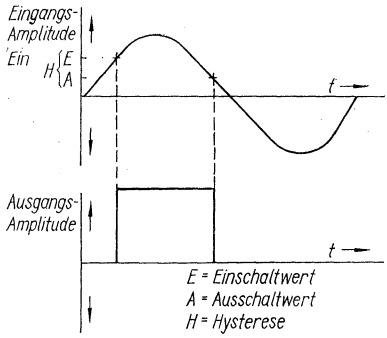


Bild 3.7
Umwandlung einer Sinusschwingung in eine Rechteckwelle

Eingang auf L-Pegel zurück. Voraussetzung ist jedoch ein geringer Quellenwiderstand ($\leq 250\,\Omega$), sonst entsteht über den aus dem Eingang herausfließenden Strom von maximal 1,6 mA schon eine zu hohe Eingangsspannung. Die Lastfaktoren an Eingang und Ausgang der Schaltung bleiben erhalten, weil in den stabilen Zuständen über den Widerstand kein zusätzlicher Strom fließt. Eine weitere niederohmige Schaltung zeigt Bild 3.9. Hier wurde ein Expander *D 160* nach Art des herkömmlichen Transistor-*Schmitt*-Triggers mit Rückkopplungswiderstand in den Emittern geschaltet. Bei dieser Schaltung liegt die Anschaltschwelle bei 0,75 V, die Abschaltung erfolgt bei 0,70 V. Auch dieser Trigger darf nur von Spannungsquellen mit einem maximalen Innenwiderstand von 250 Ω angesteuert werden.

3.2.2. Trigger mit hochohmigem Eingang

Für Spannungsquellen mit größerem Innenwiderstand (z. B. Fototransistoren) sind hochohmige Trigger erforderlich. Bild 3.10 zeigt eine einfache Schaltungsmöglichkeit.

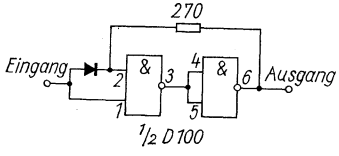


Bild 3.8
Niederohmiger Trigger mit Gattern

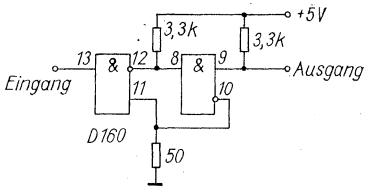


Bild 3.9
Niederohmiger Trigger mit Expander

Die Anschaltwelle liegt bei + 2 V, die Hysterese beträgt etwa 0,4 V. Für einige Anwendungsfälle ist auch dieser Trigger zu niederohmig. Der Widerstand R 1 darf zwar noch weiter vergrößert werden (bis auf 100 kΩ), jedoch verschiebt sich dabei auch die Anschaltschwelle weiter nach oben.
Deshalb ist es häufig zweckmäßiger, zwischen die hochohmige Spannungsquelle und den Trigger noch einen Impedanzwandler (z. B. einen Emitterfolger) zu schalten. Dann reicht auch der einfachere niederohmige Trigger nach Bild 3.8 aus. Für Signale im mV-Bereich lassen sich hochohmige Trigger mit integrierten Operationsverstärkern aufbauen.

3.2.3. Der integrierte Trigger *K 155 TЛ1*

Trigger werden in praktischen Schaltungen häufig benötigt. Deshalb sind neben den zuvor beschriebenen Schaltungen noch einige weitere Varianten bekannt.
Die zuverlässigste und für den Anwender einfachste Lösung sind monolithisch integrierte *Schmitt*-Trigger, die keinerlei externe Bauelemente erfordern. Der integrierte Schaltkreis *K 155 TЛ 1* enthält 2 temperaturkompensierte *Schmitt*-Trigger mit je 4 als NAND verknüpften Eingängen. Die Hysterese beträgt 0,8 V, die Eingänge bilden eine Standardlast (1,6 mA), der Ausgang kann 10 Lasteinheiten aufnehmen.

Bild 3.10
Hochohmiger Trigger mit Transistor

3.3. Astabiler Multivibrator

Astabile Multivibratoren (AM) sind stark rückgekoppelte RC-Verstärker und eignen sich zur Schwingungserzeugung. Die Größe der Kondensatoren und Widerstände bestimmt die Schwingfrequenz. Die Kurvenform des Ausgangssignals ist mäanderförmig oder rechteckig.

3.3.1. Symmetrischer astabiler Multivibrator

Bild 3.11 zeigt einen symmetrischen AM. Die beiden Gatter werden in einem Arbeitspunkt betrieben, der zwischen den Bereichen der Logikpegel liegt. An den relativ hohen Widerständen R 1 und R 2 fällt durch den Eingangsstrom eine Spannung von etwa 1,5 V ab. (Meßbar, wenn eine Kopplung noch fehlt!) Bei diesem Arbeitspunkt reicht die Verstärkung der Gatter trotz Sättigung an den Ausgängen zum sicheren Anschwingen aus. Leider dürfen die Widerstände im Wert nur geringfügig schwanken (2,2 kΩ — 4,7 kΩ), so daß sich die Frequenz nur durch Variation der Kondensatoren verändert. Für die Berechnung der Frequenz gilt in Näherung:

$$f = \frac{1{,}42}{R\,1\,C\,1 + R\,2\,C\,2} \cdot \qquad (1)$$

Die Flankensteilheit der Ausgangsspannung dieses AM reicht nicht immer aus, um einen Flip-Flop vom Typ *D 172* anzusteuern. Deshalb muß man dem Ausgang des AM ein einfaches Gatter oder einen Trigger (z. B. nach Bild 3.8) nachschalten. Dies sollte bereits beim Entwurf einer Schaltung berücksichtigt sein. Wird einer der zwei Eingänge der Gatter benutzt, um den AM ein- oder auszuschalten, so ist zu beachten, daß L-Pegel an einem Eingang den

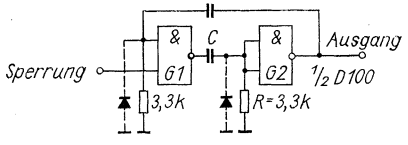


Bild 3.11 a — Symmetrischer astabiler Multivibrator;

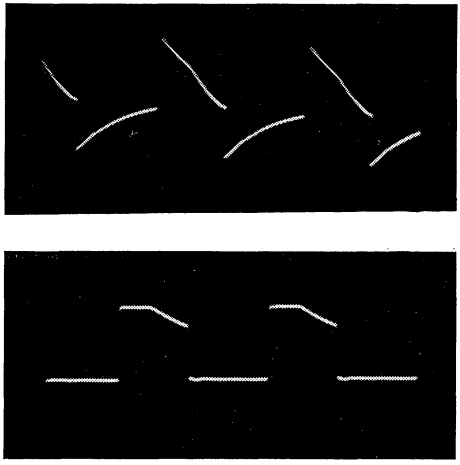


Bild 3.11 b — Spannungsverlauf an einem astabilen Multivibrator nach Bild 3.11a. Oben: am Eingang von G2, unten: am Ausgang von G2

zugehörigen Ausgang sofort auf H schaltet. In vielen Fällen sollen jedoch die Ausgangsimpulse immer die gleiche, von den RC-Gliedern bestimmte Dauer haben (z. B. bei einem Metronom). Eine Start/Stop-Schaltung sichert, daß der AM erst abschaltet, wenn auch die RC-Glieder die Umschaltung bewirken würden. Bild 3.12 zeigt die Schaltung. Die Gatter G 1 und G 2 bilden wieder den AM, G 2 und G 3 stellen außerdem einen statischen BM dar.
Der AM schwingt, solange am Freigabeeingang (im Beispiel Stift 10) L-Pegel liegt. Schaltet dieser Eingang auf H, so wird der Ausgang von G 3 auf L gesetzt, sowie auch am anderen Eingang dieses Gatters (Stift 9) der H-Pegel erscheint.

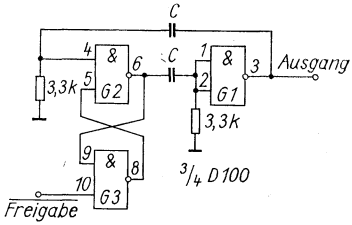


Bild 3.12
Symmetrischer AM mit Start/Stop-Schaltung

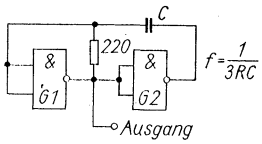


Bild 3.13
Unsymmetrischer AM mit fester Frequenz

Damit liegt an einem Eingang (Anschluß 3) von G 2 L-Pegel und dessen Ausgangssignal bleibt auf H. Die in Bild 3.11 gestrichelt eingezeichneten Dioden sind theoretisch erforderlich, damit an den Eingängen der betreffenden Gatter auch beim Zusammentreffen aller ungünstigen Umstände (worst case: Betriebstemperatur + 70 °C [343 K] Speisespannung 5,25 V usw.) nicht unzulässig hohe negative Spannungsspitzen auftreten. Bei den Schaltungen des Amateurs sind diese Dioden nicht unbedingt erforderlich. Schaltkreise der Serie *D 20* und einige ausländische Serien enthalten bereits interne Schutzdioden. Bild 3.13 zeigt eine unsymmetrische Schaltung. Sie hat den Vorteil, daß weniger externe Bauelemente nötig sind.

3.3.2. Astabiler Multivibrator mit variabler Frequenz

Die vorstehend aufgeführten AM haben den Nachteil, daß sich die Schwingfrequenzen nur durch Umschalten der Kondensatoren, also nicht kontinuierlich ändern. Die unsymmetrische Schaltung nach Bild 3.14 vermeidet diesen Nachteil, das Impuls-Pausen-Verhältnis ihres Ausgangssignals ist jedoch von der Frequenz abhängig. Wenn Impuls und Pause die gleiche Länge haben sollen (wie z. B. bei einer elektronischen Morsetaste), muß ihr ein dynamischer BM (z. B. *D 172*, *D 174*) folgen.

3.3.3. Astabiler Multivibrator mit *Schmitt*-Trigger

Mit dem integrierten *Schmitt*-Trigger *K 155 TЛ 1* lassen sich AM aufbauen, die sehr wenig Platz beanspruchen und wegen der in-

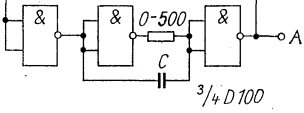


Bild 3.14
Unsymmetrischer AM mit variabler Frequenz

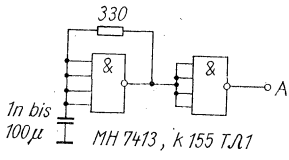


Bild 3.15
Astabiler Multivibrator mit integriertem *Schmitt*-Trigger

ternen Temperaturkompensation des Triggers größere Frequenzstabilität bei Schwankungen der Umgebungstemperatur erreichen als die Schaltungen mit einfachen NAND-Gliedern (Bild 3.15).

3.4. Monostabile Multivibratoren

Wie schon die Bezeichnung andeutet, haben monostabile Multivibratoren nur eine feste Ruhelage der Arbeitspunkte. Ein Eingangsimpuls versetzt sie in ihre aktive Arbeitslage und nach einer durch Schaltung und Bauelemente bestimmten Zeit nehmen sie die Ruhelage wieder ein.
Erst nach einer bestimmten Erholzeit ist es möglich, sie erneut zu aktivieren.
Der monostabile Multivibrator eignet sich als Verzögerungsglied, Teiler für Festfrequenzen, zur Zeitüberwachung, zur Imuplsformung usw.

3.4.1. Monostabile Multivibratoren für kurze Verzögerungszeiten

Einfache monostabile Schaltungen zeigen Bild 3.16, Bild 3.17 und Bild 3.18. Ihnen ist gemeinsam, daß sie wegen der niederohmigen Eingänge der Schaltkreise für längere Verzögerungszeiten weniger geeignet sind. Die Schaltung nach Bild 3.18 erreicht mit dem angegebenen Kapazitätswert eine Impulszeit von etwa 1,5 ms. Alle

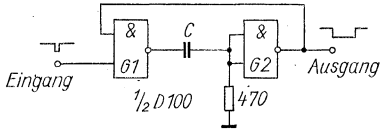


Bild 3.16a
Monostabiler Multivibrator mit NAND-Gliedern

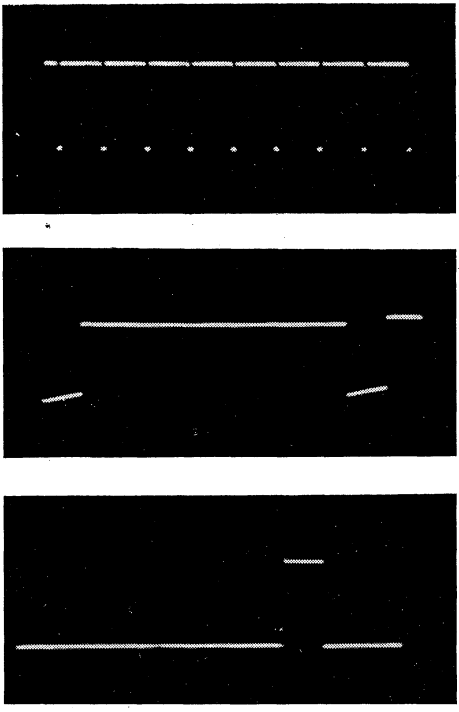


Bild 3.16b Oben: Eingangsimpulse; Mitte: Impulse am Eingang von G2, unten: Ausgangsimpulse

drei Varianten schalten mit der H/L-Flanke des Eingangsimpulses in die aktive Stellung um und kippen, nachdem der Kondensator umgeladen ist, wieder in die Ruhelage. Dabei ist gleichgültig, welcher Pegel dann am Eingang anliegt.

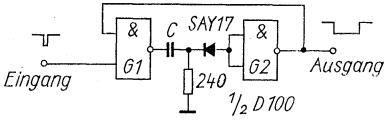


Bild 3.17
Monostabiler Multivibrator mit Temperaturkompensation

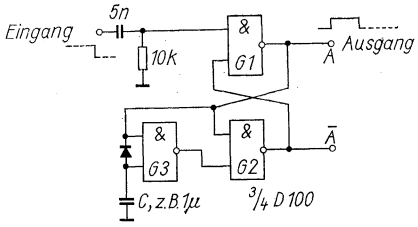


Bild 3.18
Monostabiler Multivibrator mit dynamischem Eingang

3.4.2. Monostabile Multivibratoren für längere Impulszeiten

Längere Impulszeiten mit demselben Ladekondensator erfordern einen größeren Widerstand im Lade- oder Entladestromkreis der monostabilen Schaltung. Ersetzt man das niederohmige NAND-Gatter am Ausgang des zeitbestimmenden RC-Gliedes durch einen Transistor, so darf der Widerstand beträchtlich erhöht werden. Bild 3.19 zeigt eine Schaltung mit pnp-Transistor, die Schaltung von Bild 3.20 verwendet einen npn-Typ. In beiden Schaltungen beträgt die Länge der ausgelösten Impulse:

$$t_i = 0{,}7\ RC\,. \tag{2}$$

Im Interesse einer langen Impulszeit bei möglichst kleinem Kondensator C sollen die Widerstände R große Werte annehmen. Die Stromverstärkung der Transistoren bestimmt die maximal zulässige Größe der Widerstände:

$$R \leq 3\ k\Omega \cdot B_{min}\,. \tag{3}$$

Der Multivibrator in Bild 3.19 löst mit dem H/L-Übergang, die Schaltung von Bild 3.20 mit der L/H-Flanke des Eingangssignals aus. L-Pegel an den Rückstelleingängen der Schaltungen setzt die Ausgänge der Multivibratoren vor Ablauf der Impulszeit auf H-Pegel zurück. Die Variante von Bild 3.20 benötigt in Teiler-

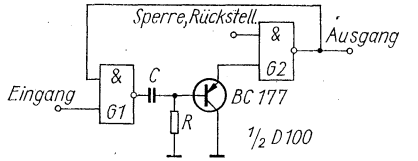


Bild 3.19
Monostabiler Multivibrator mit pnp-Transistor

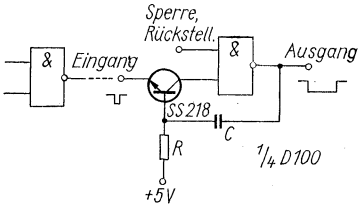


Bild 3.20
Monostabiler Multivibrator mit npn-Transistor

ketten ein Gatter je Stufe weniger, weil die Rückkopplung direkt auf den Transistor wirkt. Sie ist deshalb für den Anwender besonders interessant. Ein Anwendungsbeispiel folgt in Abschnitt 7.3.

3.4.3. Der integrierte monostabile Multivibrator *K 155 AG 1*

Da häufig monostabile Schaltungen erforderlich sind, gibt es auch hierfür monolithisch integrierte Schaltkreise, bei denen nur das zeitbestimmende RC-Glied angeschaltet werden muß. Bei geringeren Ansprüchen an die Genauigkeit der Impulszeit des Ausgangsimpulses kann man das RC-Glied auch mit einem internen Widerstand bilden. Als äußere Beschaltung ist in diesem Falle nur der zeitbestimmende Kondensator erforderlich (Bild 3.22).
Der Eingang 5 hat die Charakteristik eines temperaturkompensierten *Schmitt*-Triggers. Er läßt sich mit Flanken beliebiger Steilheit ansteuern und spricht auf die L/H-Flanke des Eingangsimpulses an, ist aber nur wirksam, wenn die Eingänge 3 oder 4 auf L-Pegel liegen. Liegt umgekehrt der Eingang 5 auf H, so löst eine H/L-Flanke an einem der Eingänge 3 oder 4 den Impuls aus.
Der Ausgang 6 führt in der Ruhelage L-Pegel und für die Zeit der

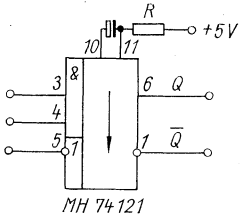


Bild 3.21
Schaltung mit integriertem monostabilen Multivibrator mit hoher Genauigkeit der Impulszeit

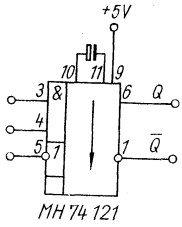


Bild 3.22
Monostabiler Multivibrator mit nur einem äußeren zeitbestimmenden Element

Arbeitslage H-Signal, am Ausgang $\overline{Q}$ steht das Signal in Gegenphase zur Verfügung.
Die Impulsdauer ti ist:

$$ti = 0{,}7\ RC\,. \tag{6}$$

Dabei sind:

$$C = 10\ pF \ldots 1000\ \mu F$$
$$R = 2\ k\Omega \ldots 40\ k\Omega\,.$$

Mit diesen Werten erreicht man in Schaltung nach Bild 3.21 Impulszeiten bis zu 40 s. In der Schaltung Bild 3.22 wurde der interne Widerstand (etwa 2 kΩ) für das zeitbestimmende RC-Glied benutzt. Sehr lange Impulszeiten sind bei der Schaltung mit zusätzlichem äußeren Transistor (Bild 3.23) möglich, weil hier der Widerstand des zeitbestimmenden RC-Gliedes wesentlich größer werden darf.

3.5. Verzögerungsschaltungen

Die Verzögerung von Impulsen oder Impulsflanken ist auch mit Schaltungen möglich, die keine Rückkopplung verwenden, also

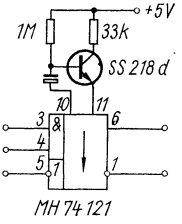


Bild 3.23
Monostabiler Multivibrator für besonders lange Zeiten

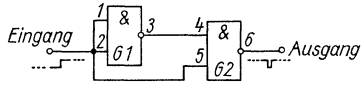


Bild 3.24
Einfache Verzögerungsschaltung

nicht zu den Multivibratoren zählen. Im einfachsten Fall kann die Schaltzeit der NAND-Glieder die Impulszeit bestimmen.
Eine L/H-Flanke am Eingang der Schaltung von Bild 3.24 löst am Ausgang einen Impuls aus, dessen Länge etwa gleich der Schaltzeit des NAND-Gliedes G 1 ist. Am Eingang 5 von G 2 steht schon H, während am Eingang 4 noch H liegt. Ausgang 6 von G 2 schaltet deshalb auf L. Erst wenn G 1 umgeschaltet hat, erhält auch 4 L-Pegel, und G 2 schaltet seinen Ausgang wieder auf H. Der Ausgangsimpuls dieser Schaltung ist außerordentlich kurz, da die Verzögerungszeit des NAND-Gliedes G 1 nur etwa 20 ns beträgt. Durch Schaltkapazitäten oder die Kapazitäten einer längeren Leitung kann sein Pegel unter das zulässige Maß absinken, so daß er nicht ausreicht, um nachfolgende Schaltungen anzusteuern. In der Schaltung nach Bild 3.25 addieren sich die Schaltzeiten des Gatters G 1 und die Zeitkonstante des RC-Gliedes. Die Länge des Ausgangssignals läßt sich mit größerer Genauigkeit festlegen.

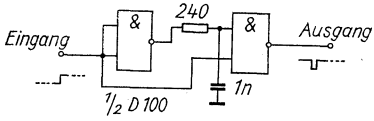


Bild 3.25
Verzögerungsschaltung mit *RC*-Glied

4. Impulszähler und Frequenzteiler

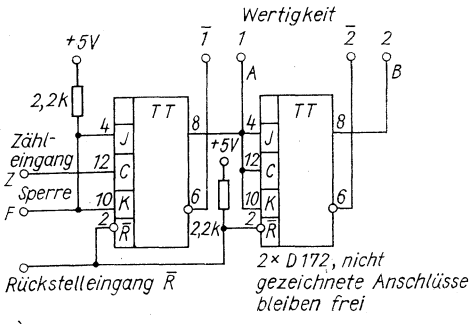
Teiler für beliebige variable Frequenzen sind ebenso und in gleicher Schaltung wie Impulszähler aus bistabilen Multivibratoren aufgebaut. Ein Zähler bis 16 eignet sich demzufolge auch, um eine beliebige variable Frequenz durch 16 zu teilen. Es sind nur ganzzahlige Teilverhältnisse möglich.
Während beim Zähler mehrere Ausgänge zur Ermittlung des Zählerinhalts gleichzeitig bewertet werden, interessiert beim Teiler nur der Ausgang, an dem das Eingangssignal um den gewünschten Faktor geteilt anliegt.
Die BM eines Zählers können alle zugleich kippen, wenn der Eingangsimpuls an allen Takteingängen gleichzeitig anliegt. Sind die Takteingänge an einem Ausgang eines jeweils vorangehenden BM angeschlossen, so kippen sie nacheinander, um die Schaltzeit des/der steuernden Flip-Flop gegenüber dem Eingangsimpuls verzögert.
Deshalb spricht man von Synchronzählern bzw. -teilern oder asynchronen Zählern/Teilern.
Synchronzähler sind schneller, erfordern jedoch bei größerem Zählumfang mehr Schaltaufwand.

4.1. Binäre Teiler/Zähler

Wie in Abschnitt 3.1.3. bereits beschrieben, gibt ein BM auf zwei Eingangsimpulse einen Ausgangsimpuls ab. Er teilt also eine anliegende Pulsfrequenz durch zwei. Verbindet man einen Ausgang mit dem Takteingang eines weiteren Flip-Flop, so beträgt die Ausgangsfrequenz nur noch ein Viertel der am ersten Eingang anliegenden. Durch Kettenschaltung beliebig vieler weiterer BM entstehen Teilerverhältnisse, die der Gleichung (7) folgen:

$$m = 2^n . \tag{7}$$

Da diese Kettenschaltung nur Teilverhältnisse durch ganzzahlige Vielfache der Zahl 2 zuläßt, heißen sie binäre Teiler. Bild 4.1a zeigt als Beispiel einen asynchronen Teiler mit n = 2 Flip-Flop



a)

Eingangs-impulse	Pegel a.d. Ausg. 1	2
0	L	L
1	H	L
2	L	H
3	H	H

b)

Bild 4.1 a — Binärzähler/-teiler mit 4 Stellungen bzw. 4:1; b — Funktionstabelle

D 172. Nach Gl. (7) erhält man ein Teilerverhältnis von $m = 2^2 = 4$. Dieses Teilerverhältnis ist von der Frequenz unabhängig, d. h., die Schaltung kann z. B. 16 Hz auf 4 Hz oder 4 MHz auf 1 MHz herunterteilen. An den Ausgängen der einzelnen FF steht das Signal um die entsprechenden Verhältnisse geteilt zur Verfügung (bei A um 2:1, bei B 4:1).

Bild 4.2 zeigt diesen Sachverhalt als Zeitdiagramm. Dabei liegt die Eingangsfrequenz ausreichend niedrig, so daß die Schaltzeit der BM vernachlässigt werden kann. H-Pegel am Freigabeeingang erlaubt die Verarbeitung von Impulsen, L-Pegel sperrt die Schaltung.

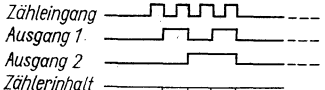


Bild 4.2
Zeitdiagramm der Funktion eines Binärzählers

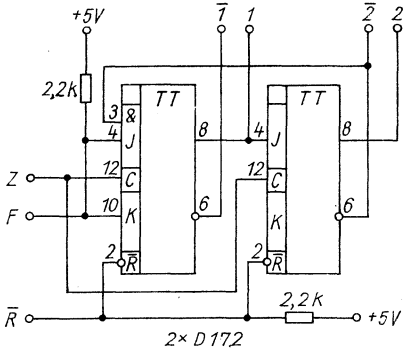
Soll die gleiche Schaltung als Zähler arbeiten, so werden die Ausgänge beider Flip-Flop ausgewertet. Den Ausgängen von Binärzählern mit n Flip-Flop sind die Wertigkeiten:

$$w = 2^{n-1} \tag{8}$$

zugeordnet, wobei n vom Eingang der Schaltung her zählt. Im Beispiel ergibt sich für den Ausgang von Flip-Flop A die Wertigkeit 1, für den Ausgang von B die Wertigkeit 2. Die Zahl der in den Zähler eingelaufenen Impulse bestimmt die Summe der Wertigkeiten jener Stufen, die sich beim betrachteten Zeitpunkt in Arbeitslage befinden. Die Darstellung mit Hilfe der Wertigkeit nach (8) heißt Binärkode. Die Umwandlung der Binärdarstellung einer Zahl in das Dezimalsystem oder in andere Darstellungssysteme erfolgt mit Dekodern (siehe Abschnitt 5.). Der Dekoder vereinfacht sich oft beträchtlich, wenn bei den zu bewertenden Ausgängen auch das negierte Signal zur Verfügung steht.
Mit einem Impuls (L-Pegel) auf der Rückstellungsleitung läßt sich der Zähler nach der Auswertung in die Ausgangslage zurückversetzen.

4.2. Zähler mit verschiedenem Zählumfang

Binärzähler haben den Nachteil, daß mit ihnen nur ein Zählumfang mit Vielfachen der Zahl 2 möglich ist. Durch Rückführungen oder andere Schaltungsmaßnahmen kann man jedoch erreichen, daß von den möglichen Zählerstellungen einige übersprungen werden. Dadurch ergibt sich ein anderer Zählumfang bzw. ein anderes Teilungsverhältnis. Während der Vorteil des veränderten Teilungsverhältnisses offensichtlich ist, wirkt sich die Einschränkung beim Zähler vor allem als Materialeinsparung im nachfolgenden Dekoder aus, weil weniger Kombinationen der Eingangssignale möglich sind als bei einem Binärdekoder mit gleich vielen Eingängen.
An einem Zähler mit 3 Stellungen sei die Einschränkung des Zählumfangs näher erläutert. Ein solcher Zähler wird z. B. für den Stundenzehner in einer elektronischen Uhr mit Ziffernanzeige benötigt. Der Zählumfang eines Binärzählers mit 2 FF beträgt 4 Stellungen. Er soll nun so auf 3 Stellungen eingeschränkt werden, daß die Zuordnung der Wertigkeit nach dem Binärkode zu



Eingangs-impulse	Pegel a.d. Ausg. 1	2
0	L	L
1	H	L
2	L	H

b)

Bild 4.3
a — Zähler mit 3 Stellungen; b — Funktionstabelle

den Ausgängen der FF erhalten bleibt. Bild 4.3a zeigt die Schaltung eines Synchronzählers mit den Stellungen 0, 1 und 2, Bild 4.4 das zugehörige Zeitdiagramm. In Ausgangslage führen die Ausgänge 1 und 2 L-Potential. Mit der H/L-Flanke des ersten Taktimpulses kippt der erste FF, sein Ausgang 8 (Wertigkeit 1) schaltet auf H-Pegel. Am Flip-Flop B ist dieser Eingangsimpuls unwirksam, weil dessen J-Eingänge auf L-Pegel liegen.
Der nächste Taktimpuls schaltet beide FF, A kippt wieder in die Ausgangslage und B (Wertigkeit 2) in Arbeitslage. Über die Rückführung liegt nun L-Signal am J-Eingang von Flip-Flop A. Beim nächsten Eingangssignal kippt er deshalb nicht. Diese beim Binärzähler vorhandene Stellung (Wertigkeit 1 und Wertigkeit 2 eingeschaltet) ist also übersprungen. Statt dessen wird das L-Signal am Eingang von B zu dessen Ausgang geschoben (Zeile 2 der Funktionstabelle des *D 172* in Bild 3.6b). Damit ist die Ausgangsstellung erreicht, und das Zählen kann von neuem beginnen.

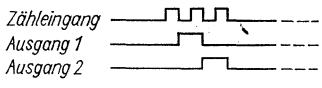
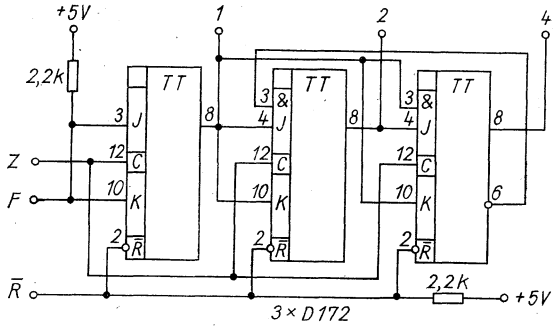


Bild 4.4
Zeitdiagramm des Zählers mit 3 Stellungen

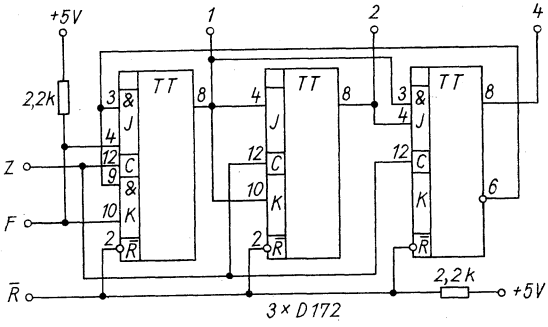


a)

Eingangs-impulse	Pegel a. d. Ausg. 1	2	4
0	L	L	L
1	H	L	L
2	L	H	L
3	H	H	L
4	L	L	H

b)

Bild 4.5
a — Zähler mit 5 Stellungen; b — Funktionstabelle

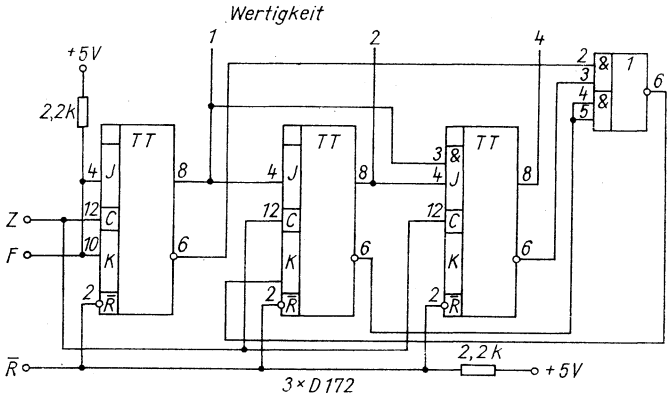


a)

Eingangs-impulse	Pegel a. d. Ausg. 1	2	4
0	L	L	L
1	H	L	L
2	L	H	L
3	H	H	L
4	L	L	H
5	H	L	H

b)

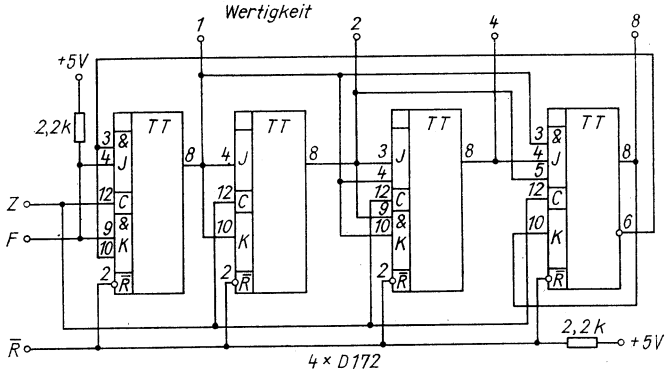
Bild 4.6
a — Zähler mit 6 Stellungen; b — Funktionstabelle



Eingangs-impulse	Pegel a.d. Ausg. 1	2	4
0	L	L	L
1	H	L	L
2	L	H	L
3	H	H	L
4	L	L	H
5	H	L	H
6	L	H	H

b)

Bild 4.7
a — Zähler mit 7 Stellungen; b — Funktionstabelle

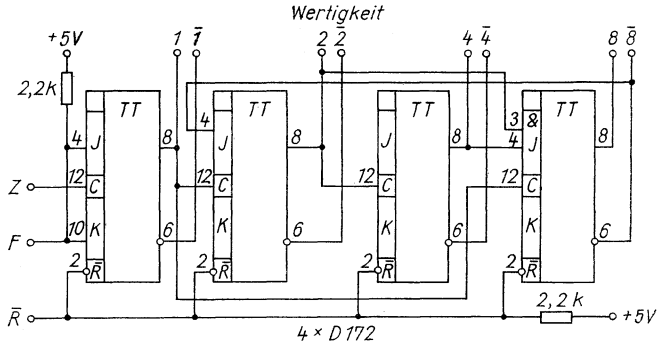


a)

Eingangs-impulse	Pegel an den Ausgäng. 1	2	4	8
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H

b)

Bild 4.8
a — Zähler mit 8 Stellungen; b — Funktionstabelle

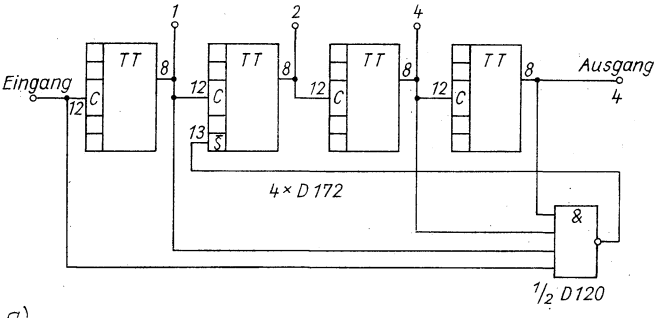


a)

Eingangs-impulse	Pegel an den Ausgäng 1	2	4	8
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

b)

Bild 4.9
a — Zähler mit 10 Stellungen; b — Funktionstabelle



a)

Eingangs-impulse	Pegel an den Ausg. 1	2	4	8
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H

b)

Bild 4.10
a — Zähler mit wählbarer Stellenzahl;
b — Funktionstabelle

Der geschilderte Ablauf wird häufig auch in einer Funktionstabelle erfaßt, vor allem bei umfangreichen Schaltungen ist diese Darstellung einfacher als ein Zeitdiagramm.
Die ausführliche Beschreibung des Funktionsablaufs erübrigt Erläuterungen zu Bild 4.5 bis Bild 4.11. Verfolgt man die Signale nach der oben beschriebenen Art, so läßt sich der Ablauf schnell ermitteln.
Durch Kettenschaltung der verschiedenen Zähler können alle erforderlichen Teilerverhältnisse realisiert werden.
Bild 4.9a (Zähler mit 10 Stellungen) z. B. entstand aus dem Zähler mit 5 Stellungen, dem ein FF vorgeschaltet wurde. Bild 4.10a zeigt eine Schaltung, bei der das Teilerverhältnis auf eine andere Art als in den übrigen abgebildeten Zählerschaltungen eingeschränkt wurde. Von den mit 4 Flip-Flop möglichen 16 Stellungen wurden 2 übersprungen. Dies wird erreicht, indem der Zähler mit der L/H-Flanke des letzten Eingangsimpulses und einem zusätzlichen NAND-Glied auf „voll" schaltet. Mit der H/L-Flanke dieses Impulses kippen dann alle Flip-Flop in die Ausgangslage zurück. Wegen dieser Unregelmäßigkeit beim letzten Eingangsimpuls (bei den zuvor beschriebenen Zählern kippen die Flip-Flop nur mit der H/L-Flanke) ist diese Schaltung vor allem als Teiler geeignet. Bei der Anwendung als Zähler steht an den Ausgängen eine von der Zahl der Eingangsimpulse abweichende Wertigkeit, solange der letzte Eingangsimpuls auf H-Pegel liegt.
Das Teilerverhältnis läßt sich leicht nach folgendem Schema programmieren:

1. Von der dem gewünschten Teilerverhältnis zugeordneten Wertigkeit 1 subtrahieren (im Beispiel Bild 4.10 14 — 1 = 13).
2. Alle bei dieser Stellung auf H-Pegel liegenden Q-Ausgänge der Teiler-Flip-Flop und den Eingangstakt mit je einem Eingang des NAND-Gliedes verbinden (im Beispiel: Flip-Flop mit den Wertigkeiten 1, 4, 8).
3. Ausgang des NAND-Gliedes auf den Setzeingang (Stift 13) aller Flip-Flop schalten, die in dieser Stellung L-Pegel am Q-Ausgang führen (im Beispiel Flip-Flop mit der Wertigkeit 2).

Dieses Verfahren kann bei Schaltungen mit beliebig vielen Flip-Flop angewendet werden und führt bei großen Teilerverhältnissen zu beträchtlichen Materialeinsparungen gegenüber den Kettenschaltungen verschiedener Teiler.

4.3. Monolithisch integrierte Teiler/Zähler

Einige Teilungsverhältnisse werden so häufig verwendet, daß dafür monolithisch integrierte TTL-Schaltkreise entwickelt wurden, die alle benötigten Flip-Flop und Verbindungen enthalten.

4.3.1. Integrierte Zähldekade *MH 7490*

Der Schaltkreis *MH 7490* von TESLA enthält die 4 Flip-Flop für einen Zähler mit den Stellungen 0 bis 9. Sie sind als Asynchronzähler geschaltet. Der Ausgang des ersten FF und der Eingang des zweiten sind herausgeführt, so daß auch Teilungsverhältnisse 5:1 und 2:1 möglich sind. Für die Funktion einer Zähldekade muß man die Stifte verbinden. Die Funktion ist leicht überschaubar, die Schaltung entspricht Bild 4.3.

4.3.2. Schnelle synchrone Vorwärts-/Rückwärtszähler

Der integrierte Schaltkreis *D 192* enthält einen binärkodierten Dezimalzähler, der *D 193* einen 4-Bit-Binärzähler. Beide erlauben eine maximale Taktfrequenz von mindestens 25 MHz (typisch sind 32 MHz) und können sowohl vorwärts wie auch rückwärts zählen. Die Funktion des *D 192* sei an Hand des Zeitdiagramms Bild 4.11 erläutert. Der Zeitpunkt $t = t0$ entspricht dem Einschalten der Speisespannung; die Stellung der FF des Zählers ist unbestimmt.
Mit dem Löschimpuls (H-Pegel am Stift 14) stellt sich zum Zeitpunkt t1 die Ausgangslage ein. Zum Zeitpunkt t2 liegt am Übernahmeeingang (11) L-Pegel. Die an den Signaleingängen 15, 1, 10 und 9 liegenden Pegel werden eingespeichert und erscheinen an den Signalausgängen 3, 2, 6 und 7. Im Beispiel entspricht dies der Zahl $7:1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3$.
Liegt Stift 11 auf H-Pegel, so darf das Signal an den Eingängen 15, 1, 10 und 9 beliebige Pegel annehmen, es erfolgt keine Übernahme. Erscheinen am Eingang „Vorwärtszählen", Stift 5, einige Impulse mit L-Pegel, so kippen die FF des Zählers dementsprechend (Ausgänge 3, 2, 6 und 7). Am Ausgang „Übertrag plus" (Stift 12) erscheint synchron zum Eingangsimpuls L-Pegel, wenn der Zähler „voll" ist, d. h. wieder seine Ausgangslage erreicht.

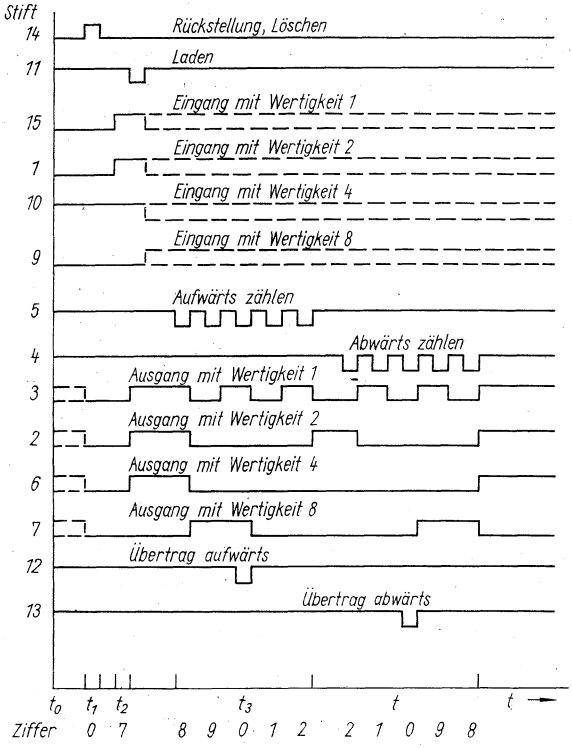


Bild 4.11 Zeitdiagramm der integrierten Zähldekade *D 192*

Während des Zeitabschnittes t3 zählt der Schaltkreis im Beispiel von der vorher eingestellten Zahl 7 aus weiter auf 8, 9, 0/plus-Übertrag, 1, 2. Im später folgenden Zeitabschnitt t4 wird über Eingang 4 wieder rückwärts gezählt. Der negative Übertrag erscheint synchron zum Eingangsimpuls am Ausgang 13.
Die Pegel an den Signalausgängen verarbeitet der Dekoder, der den Zählerstand auswertet und meist für die Anzeige aufbereitet. Die Übertragausgänge 12 und 13 sind mit möglichen weiteren Schaltkreisen verbunden (Bild 4.12a).
Die Arbeitsweise der Zähldekade *D 192* unterscheidet sich von der des Binärzählers *D 193* nur durch den Zählumfang.

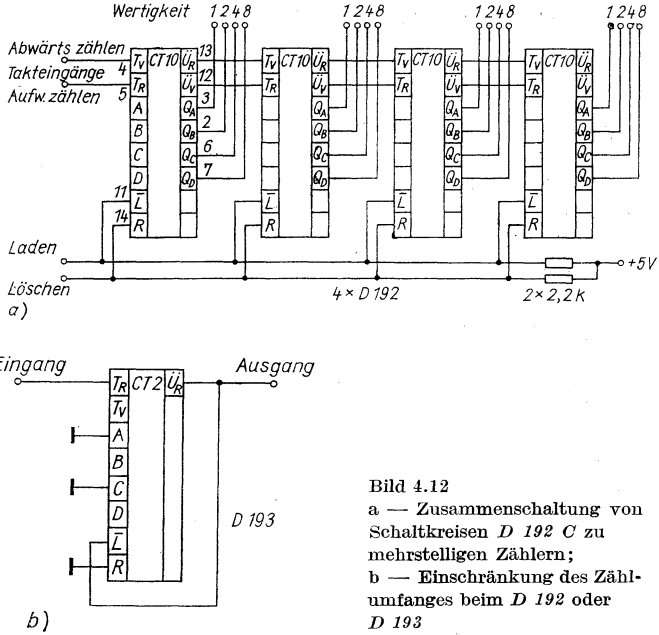


Bild 4.12
a — Zusammenschaltung von Schaltkreisen *D 192 C* zu mehrstelligen Zählern;
b — Einschränkung des Zählumfanges beim *D 192* oder *D 193*

Eine Möglichkeit zur Einschränkung des Zählumfanges der Schaltkreise *D 192* und *D 193* ohne zusätzliche äußere Bauelemente zeigt Bild 4.12b. Der Schaltkreis ist als Abwärtszähler geschaltet. Unterschreitet der Zählerstand den Wert Null, so wirkt der Übertragimpuls nicht nur auf den Schaltkreis, sondern auch auf den eigenen Ladeeingang.
Damit übernimmt der Zähler den an den Eingängen A, B, C und D geschaltete Zahl und die Abwärtsteilung beginnt erneut. Freie Eingänge entsprechen H-Pegel. In Bild 4.12b ladet der Zähler die binäre 10, er teilt also im Verhältnis 10:1. In Teilerschaltungen kann der *D 193* auf diese Art den *D 192* ersetzen. Zur Programmierung eines beliebigen Teilerverhältnisses (z. B. auch 6:1 für eine Uhr) muß die entsprechende Zahl an den Dateneingängen des Schaltkreises durch Verbinden mit Masse oder Freilassen anliegen. In Zähleranwendungen eignet sich diese Schaltung nicht immer, weil sie mit der Betriebsart Rückwärtszählen arbeitet.

5. Schieberegister

Schieberegister (SR) sind Anordnungen, die ebenfalls aus bistabilen Multivibratoren aufgebaut sind und vorwiegend zur Umwandlung digitaler Signale eingesetzt sind. Soll z. B. der Inhalt einer Zähldekade übertragen werden, so ist dies dadurch möglich, daß alle 4 Ausgänge je eine Leitung erhalten. Mehrere Dekaden erfordern entsprechend viele Leitungen. Die gespeicherte Zahl wird parallel übertragen.
Mit einem Schieberegister lassen sich die Pegel beliebig vieler einzelner Ausgänge nacheinander auf einer Leitung übertragen (man spricht von serieller Übertragung). Das SR wandelt auf der Senderseite die Informationsdarstellung parallel/seriell, auf der Empfängerseite seriell/parallel.

5.1. Schieberegister mit einzelnen Flip-Flop

Bild 5.1 zeigt die Schaltung eines Schieberegisters (SR) für 4 Bit. L-Pegel am Rücksetzeingang R stellt wieder alle Flip-Flop in Ausgangslage. Eine Signalfolge am Eingang, z. B. HLLH, wird mit den Taktimpulsen in das Register eingeschoben und steht dann an den Ausgängen A bis D parallel zur Verfügung. Liegt

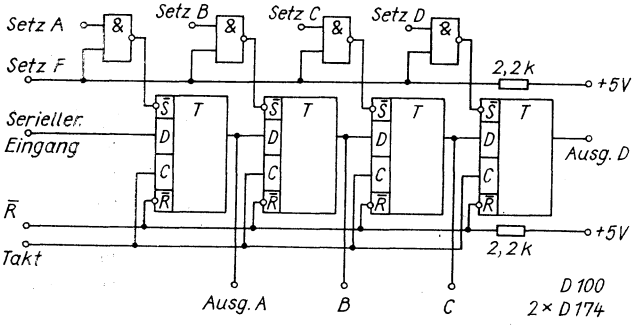


Bild 5.1 Schieberegister mit Flip-Flop

z. B. am Eingang H-Pegel, so bewirkt der erste Taktimpuls die Übernahme in das erste FF, an dessen Ausgang A erscheint H-Pegel. Mit dem nächsten Taktimpuls wird die Stellung des ersten FF vom zweiten übernommen und das H-Signal weitergeschoben. Im Beispiel hat inzwischen das Eingangssignal auf L-Pegel gewechselt, deshalb liegt nach dem zweiten Taktimpuls L-Pegel an A, H-Pegel an B. Die Signalfolge HLLH ist nach 4 Taktimpulsen eingeschoben und kann nun parallel ausgewertet werden (z. B. durch Ziffernanzeige). Mit 4 weiteren Taktimpulsen ist auch die serielle Ausgabe über Ausgang D möglich. Liegt das negierte Signal an den Setzeingängen der Flip-Flop, so darf man auch parallel eingeben. Hierzu ist bei der Schaltung nach Bild 5.1 der ohere *D 100* erforderlich, mit dem sich die Übernahme steuern läßt. Mit dieser Erweiterung eignet sich das SR auch zur Parallel/Serien-Wandlung.
Die Eingangssignale müssen entweder synchron mit dem Takt schalten, oder sie dürfen sich während des Taktimpulses nicht verändern.

5.2. Monolithisch integrierte Schieberegister

In der DDR werden zwei monolithisch integrierte Schieberegister gefertigt. Das 8-Bit-Schieberegister *D 191* arbeitet mit serieller Dateneingabe und serieller Datenausgabe. Die 8 internen Flip-Flop übernehmen die Information mit der L/H-Flanke des Taktimpulses. Das 4-Bit-Rechts/Links-Schieberegister *D 195* erlaubt serielle und parallele Dateneingabe und Datenausgabe. Dieser Baustein ist in der Anwendung wesentlich vielseitiger.
Serielle Dateneingabe, Schieberichtung rechts, ist über den seriellen Eingang (Stift 1) möglich, wenn der Steuereingang (6) auf L-Pegel liegt und der Takt an Stift 9 liegt. Die Information erscheint mit der H/L-Flanke des Taktimpulses an den Ausgängen 13 bis 10. L-Signale an Stift 6 verriegeln die Informationseingänge (Stifte 2 bis 5) und den zweiten Takteingang (8). Mit Schieberichtung links ist die Dateneingabe über den Informationseingang D (Stift 5) möglich, die anderen Informationseingänge müssen mit den Ausgängen des jeweils vorhergehenden FF verbunden sein (z. B. 4 mit 10 usw.); der Steuereingang liegt auf H-Pegel, und der Takt liegt an Stift 8. Das H-Signal am Steuereingang

verriegelt den Takteingang Stift 9 und die Koppelgatter zwischen den FF.

Parallele Datenübernahme kann über die Eingänge Stift 2 bis 5 mit dem Takteingang Stift 8 in ähnlicher Form wie das „Linksschieben" erfolgen. Der Steuereingang liegt dabei auf H-Pegel. Die Signale an den Informationseingängen müssen vor dem Taktsignal anliegen.

Dieser Schaltkreis eignet sich z. B. als Speicher zwischen einer Zähldekade und dem zugehörigen Dekoder mit Ziffernanzeige. Bei Zähleranwendungen, wo eine Messung periodisch wiederholt wird, läuft dann die Anzeige nicht mit, sondern verändert sich nur bei einer Änderung des Meßwertes.

Außerdem kann der Schaltkreis auch als Parallel/Serien- oder Serien/Parallel-Umsetzer, als Register, als Frequenzteiler usw. arbeiten.

6. Dekoder

Der Aufwand für die Speicherung und Übertragung digitaler Signale ist stark von der Art der Darstellung abhängig. Die Ziffern 0 bis 9 können z. B. über je eine Leitung oder auch binär verschlüsselt über 4 Leitungen übertragen werden. Auch andere Formen der Kodierung, die oft noch Fehlererkennung oder Fehlerkorrekturen zulassen, sind üblich.

6.1. Binärdekoder

Bild 6.1 zeigt den Stromlaufplan eines 4-Bit-Binärdekoders. Den Eingängen ist eine Wertigkeit zugeordnet. Die Summe der Wertigkeiten aller Eingänge, an denen bei einem bestimmten Eingangssignal H-Pegel liegt, bildet das entsprechende Ausgangssignal. Der Toreingang erfüllt zwei Aufgaben: L-Pegel am Toreingang sperrt den Dekoder, unabhängig vom Eingangssignal liegen dann alle Ausgänge auf H-Pegel. Damit ist auch die Zusammenschaltung mehrerer 4-Bit-Binärdekoder zur Auswertung einer beliebigen Zahl von Eingängen möglich. Bild 6.2 zeigt den Übersichtsschaltplan der Dekodierung eines 5-Bit-Binärsignals auf 32 Ausgänge.

6.2. BCD-Dekoder zur Ansteuerung von gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren

Oft ist es günstig, den Inhalt eines Zählers oder Speichers mit einer Ziffernanzeige auszuwerten. Bild 6.3 zeigt einen Dekoder für BCD-Kode. Da die Zahl der zulässigen Kombinationen am Eingang gegenüber dem Binärkode eingeschränkt ist und die Transistoren in die Dekodierung einbezogen sind, ist der Aufwand gering. An den Eingängen sind auch die negierten Signale der einzelnen Wertigkeiten erforderlich, jedoch stehen diese bei der Zusammenschaltung, z. B. mit einem Zähler nach Bild 4.9a, meist zur Verfügung. Diese Schaltung läßt sich bei geringerer Zahl der Eingangssignale leicht vereinfachen.

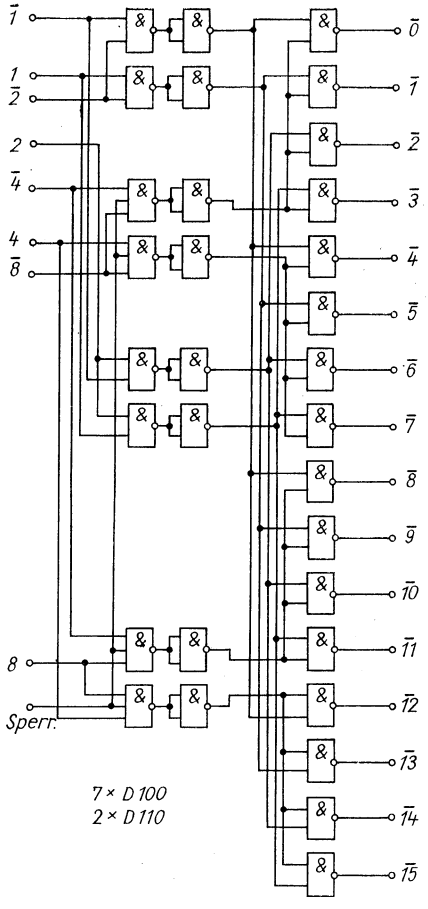


Bild 6.1
4-Bit-Binärdekoder

6.3. Monolithisch integrierte Dekoder

Zur Dekodierung eines BCD-Signals sind auch monolithische Dekoder erhältlich. Der Schaltkreis *D 146* ermöglicht es, eine 7-Segment-Ziffernanzeige anzusteuern. Dieser Schaltkreis kann auch als 2-Bit-Binärdekoder arbeiten, mit dem RBI-Eingang sind Erweiterungen möglich. Der *MH 74141* enthält einen BCD-De-

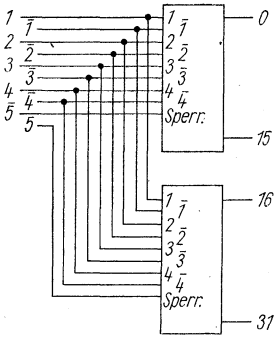


Bild 6.2
5-Bit-Binärdekoder

koder, der die direkte Ansteuerung von gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren gestattet. (Siehe auch Abschnitt 7.6.)

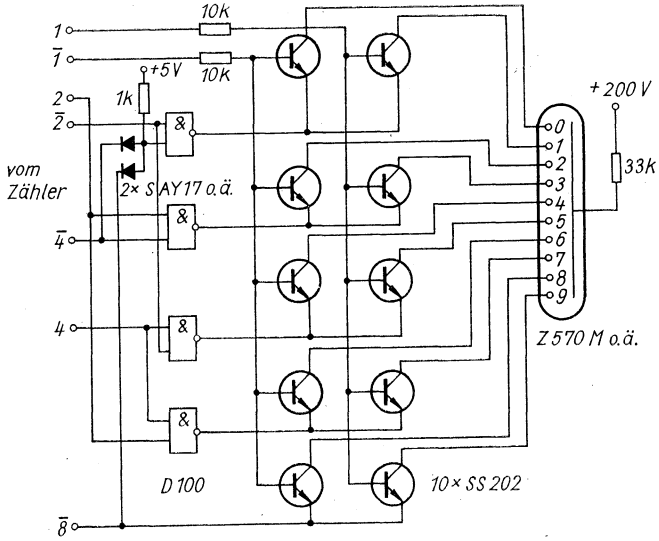


Bild 6.3 Dekoder für einen Zähler nach Bild 4.9 zur Ansteuerung von gasgefüllten Ziffernanzeigeröhren

7. Verschiedene Anwendungsbeispiele

7.1. Schaltkreisprüfgerät

Vor dem Einlöten in eine Leiterplatte sollte man alle TTL-Schaltkreise überprüfen. Das nachträgliche Wechseln eines Bauelements mit so vielen Anschlüssen bereitet trotz Verwendung eines speziellen Lötkolbeneinsatzes (Bild 7.1) beträchtliche Mühe. Das Prüfgerät erlaubt die Kontrolle der logischen Funktion der Schaltkreise, es hat nicht die Aufgabe, sämtliche Kennwerte exakt zu messen. Der Aufwand beschränkt sich deshalb auf wenige Bauelemente (Bild 7.2a): Eine Fassung für 16polige DIL-Gehäuse, zwei 16polige Federleisten, 4 Glühlampen zur Pegelanzeige, 4 Tasten zur Bildung von Eingangssignalen und 4 Schaltkreise.

Der Aufbau erfolgt in einem Plastgehäuse. Die Fassung kann aus Kontaktfedern der Transistorfassungen angefertigt sein. Die Belegung der Schaltkreisanschlüsse mit Signalen, Stromversorgung oder Ausgangslast muß in Abhängigkeit vom jeweils zu prüfenden Schaltkreis frei wählbar sein. Die 16 Anschlüsse der Fassung liegen deshalb an den je 8 a-Klemmen der benachbarten Federleisten. An die mittleren b-Klemmen der oberen Federleiste

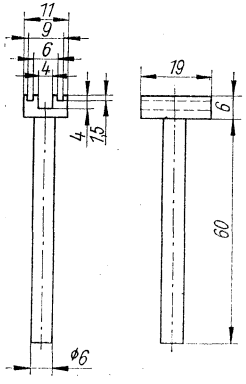
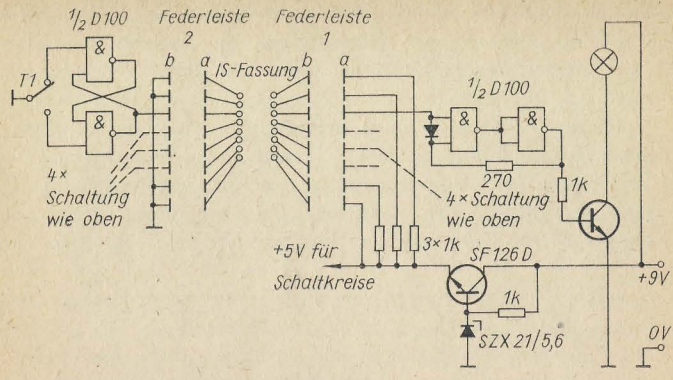


Bild 7.1
Lötkolbeneinsatz zum Auslöten von Schaltkreisen im DIL-Gehäuse



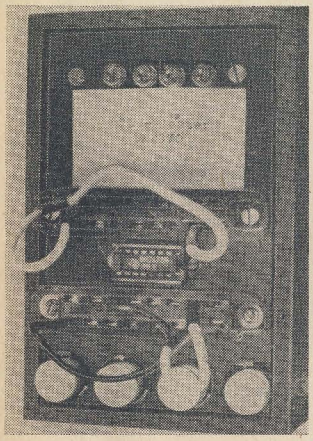


Bild 7.2
a — Prüfgerät für TTL-Schaltkreise;
b — Ansicht des Testers

1 sind die 4 Eingänge der Pegelanzeige angeschlossen. Die einfache Schaltung erlaubt nur die Anzeige des H-Pegels.

Über Kontakt 1b der Federleiste 1 (Bild 7.2) erfolgt die Stromversorgung des Prüflings. Die restlichen Kontakte dieser Leiste liegen ebenfalls an der Speisespannung. Die vorgeschalteten Widerstände bilden bei Schaltkreisen mit offenem Kollektor (z. B. *D 103*) die Last. Gleichzeitig begrenzen sie den Strom, wenn versehentlich ein L-Pegel führender Ausgang an Stelle eines Eingangs an H-Pegel gelegt wird. An den Kontakten 3b bis 6b der

Federleiste 2 liegen die Signale von den Tasten. Zur Prüfung von Flip-Flop oder anderen Schaltkreisen, die Speicher enthalten (z. B. Zähler, Register), müssen diese Signale entprellt sein. Die restlichen Kontakte der Leiste 2 liegen an Masse. Hier ist keine besondere Schutzmaßnahme erforderlich, weil ein versehentlicher Kurzschluß nach Masse keinen Schaden anrichtet. Die Verbindung der Stromversorgung, der Eingangssignale und der Pegelanzeigen mit den entsprechenden Anschlüssen erfolgt mit kurzen Steckkabeln zwischen den zugehörigen Kontakten der Federleisten. Als Stecker an den Enden der Kabel eignen sich einzelne Kontakte von zu den Federleisten passenden Messerleisten. Die Stromversorgung sichern Monozellen.
Mit dem beschriebenen Gerät können nicht nur die verschiedensten TTL-Schaltkreise getestet werden, auch Ansteuerung und Kontrolle der mit diesen Schaltkreisen bestückten Leiterplatten sind über entsprechende Adapter möglich.

7.2. Morseübungsgenerator

Der astabile Multivibrator nach Bild 7.3 läßt sich als einfacher Morseübungsgenerator verwenden. Mit dem Leistungs-NAND *D 140* (oder IS 5 des Bastlerbeutels) können an dieser einfachen Schaltung bis zu 20 Kopfhörer arbeiten. Als minimaler Lastwiderstand sind etwa 110 Ω zulässig. Zur Stromversorgung reicht eine Taschenlampenbatterie aus. Bei offener Taste liegt ein Eingang über einem niederohmigen Widerstand an Masse. Dieses NAND-Glied ist damit gesperrt. Bei geschlossener Taste arbeitet der AM wie bei Abschnitt 3.3.1. beschrieben.

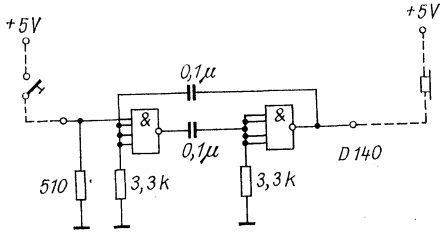
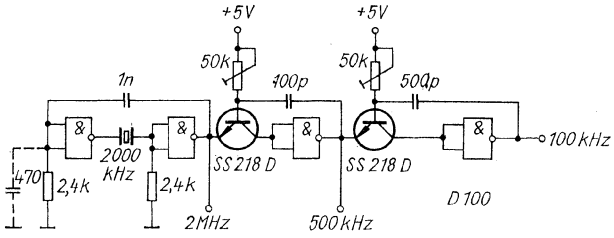


Bild 7.3
Morseübungsgenerator

7.3. Quarzgenerator

Wird einer der Kondensatoren des symmetrischen AM in Abschnitt 3.3.1. durch einen Quarz ersetzt, so erhält man einen einfachen Quarzoszillator. Die Schaltung nach Bild 7.4 arbeitet im Frequenzbereich von 100 kHz bis 12 MHz. Bei Quarzen geringerer Qualität kann es im Frequenzbereich 100 kHz bis 800 kHz vorkommen, daß sich die Schwingungen auf einer darüberliegenden Nebenwelle erregen. Hier hilft ein Kondensator von etwa 500 pF (im Bild gestrichelt eingezeichnet). Für einen Eichgenerator wird deshalb am besten ein 1-MHz-Quarz eingesetzt. Die Abmaße der Quarze mit tieferen Frequenzen sind wegen des anderen Schnittes auch meist bedeutend größer. Um im Empfänger auch zwischen den 1-MHz-Punkten weitere Eichmarken zu erhalten, sind Teiler erforderlich, welche die Frequenz auf 100 kHz und 10 kHz herunterteilen. Hierzu eignen sich die in Abschnitt 4. aufgeführten Teiler mit bistabilen Multivibratoren. Sie zeichnen sich durch eine besonders große Betriebssicherheit aus. Es ist jedoch auch möglich, die Teilungen mit den weniger aufwendigen monostabilen Multivibratoren nach Bild 3.20 auszuführen. Diese Teiler arbeiten bis zu Verhältnissen von 1:8 ebenfalls stabil. Bei Untersetzungen von 10:1 und größer wirken sich Schwankungen der Speisespannungen von $\pm$ 0,1 V schon auf das Teilerverhältnis aus. Bei einem Verhältnis von 6:1 arbeitete ein Muster sicher im Bereich von 4,6 V bis 5,3 V.

In Bild 7.4a folgen dem Quarzoszillator 2 dieser Teilerstufen. Die Arbeitsweise des Teilers von 2 MHz auf 500 kHz zeigt Bild 7.4b. Der Quarzoszillator erzeugt Impulse mit einer Periodendauer von 0,5 μs. Steht der monostabile Multivibrator in Ruhelage, so schaltet er mit dem ersten Impuls des Quarzgenerators in seine Arbeitslage. Das zeitbestimmende RC-Glied ist so dimensioniert, daß er die Ruhelage erst nach 3 weiteren Eingangsimpulsen, die ohne Wirkung bleiben, wieder erreicht. Der nächste Eingangsimpuls startet den monostabilen Multivibrator erneut. Auf diese Art erscheint die Eingangsspannung des Teilers an dessen Ausgang um den Faktor 4 geteilt. Der nachfolgende monostabile Teiler wurde auf ein Teilerverhältnis von 5:1 eingestellt. Ein Quarzeichgenerator soll starke Oberwellen erzeugen. Für den Kurzwellenbereich reichen die steilen Flanken der Ausgangsimpulse für die Erzeugung der Eichmarken aus. Müssen auch im UKW-



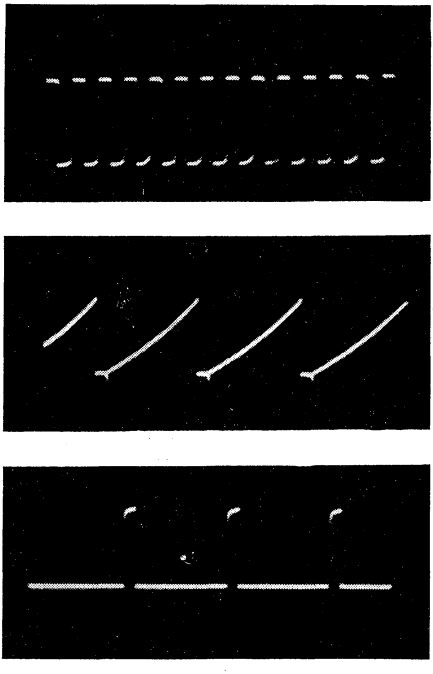


Bild 7.4a Quarzoszillator mit nachgeschalteten monostabilen Frequenzteilern;

Bild 7.4b Spannungsverlauf an monostabilen Frequenzteilern nach Bild 7.4a; oben: Eingangssignal 2 MHz; Mitte: Basis von T1; unten: Ausgang von G3

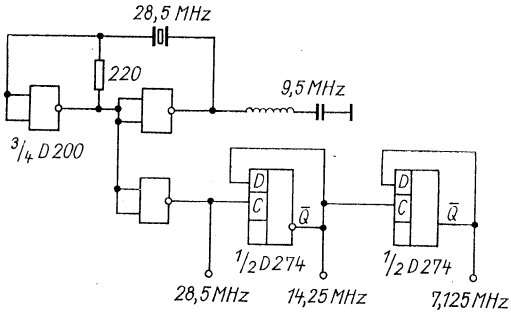


Bild 7.5 Quarzoszillator für Obertonerregung

Bereich noch Eichmarken liegen, so sollten die Rechteckwellen mit den Verzögerungsschaltungen nach Bild 3.24 oder Bild 3.25 in Nadelimpulse umgewandelt werden.
Die Schaltung Bild 7.5 zeigt eine Oberwellenschaltung.
Der Quarz hat die Grundfrequenz 9500 kHz und schwingt in der gezeigten Schaltung auf 28,5 MHz. Der Schwingkreis ist auf die Grundfrequenz abgestimmt. Die nachfolgenden Teiler mit dem *D 274* liefern Ausgangsfrequenzen auch auf anderen Amateurbändern. Zu beachten ist, daß bei so hohen Frequenzen TTL-Schaltkreise der „schnellen" Reihe *D 20, 74 H...* oder *74 S...* erforderlich sind.

7.4. Elektronische Morsetasten

Mit TTL-Schaltkreisen lassen sich einfach elektronische Morsetasten aufbauen. Da sie bei den Funkamateuren beliebt sind, soll der Stromlaufplan von Bild 7.6 ausführlich erläutert werden. Bekanntlich ist die Zeichenform genormt. Bezugsmaß ist die Länge eines Punktes, ein Strich hat die Länge von 3 Punkten, die Pause zwischen den Elementen eines Zeichens soll ebenfalls die Länge eines Punktes haben. Eine elektronische Morsetaste muß diese Verhältnisse unabhängig vom Geschick des Operators realisieren. Bei Bedienungsfehlern ist dann u. U. das Zeichen falsch. „Geschmierte" Zeichen mit zu langen Punkten, zu kurzen Strichen usw. sind unzulässig.

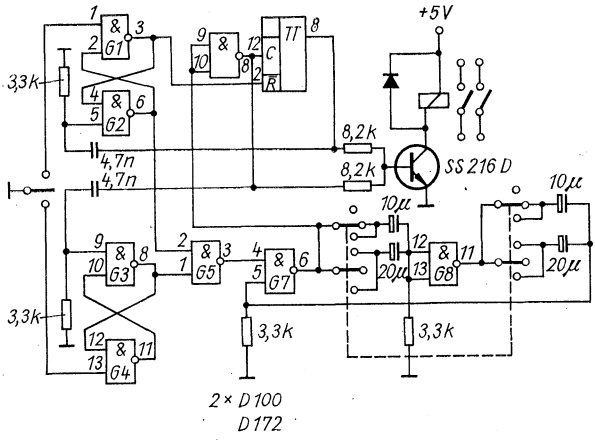


Bild 7.6 Elektronische Morsetaste mit 3 Schaltkreisen

Da Punkt und Pause die gleiche Länge haben, bietet sich für ihre Bildung ein symmetrischer AM an (G 7, G 8). Die Striche entstehen durch Überbrückung jeder zweiten Pause zwischen den Punkten (Bild 7.7). Hierzu dient das FF *D 172*. Auf zwei Eingangssignale am Takteingang (Punkte an AM) gibt es ein Ausgangssignal ab. Dieses wird in dem ODER-Glied mit dem Transistor und den zwei Basiswiderständen mit einem Punkt zusammengefaßt und liefert so stets einen exakten Strich. Das FF benötigt zum Umschalten eine höhere Flankensteilheit, als der AM liefert. Dessen Ausgang folgt deshalb ein Gatter, das die Flanken genügend steil formt. Die NAND-Glieder G 1 bis G 4 bilden statische BM. Sie speichern den Anschlag des Tasthebels an der Punkt- oder Strichseite. Der Hebel kann nun vor Beendigung des Punktes oder Striches losgelassen werden, das Zeichen läuft trotzdem exakt ab. Die Gatter 1 und 2 steuern die Auslösung von Strichen. Legt man den Tasthebel kurz an den Eingang 1, so wird das FF „gesetzt", es nimmt den stabilen Zustand ein, bei dem am

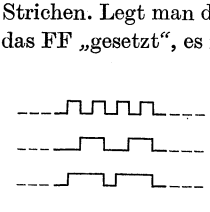


Bild 7.7
Strichbildung

Ausgang 3 H-Pegel ($> 2{,}4$ V) und am Ausgang 6 L-Pegel ($< 0{,}4$ V) anliegen. Das H gibt den Flip-Flop *D 172* frei, der L-Pegel startet über Gatter 6 den astabilen Multivibrator. Mit der H/L-Flanke von dessen erstem Impuls (Ende des ersten Punktes) kippt der *D 172*, sein H-Signal am Ausgang 8 hält den Transistor weiter leitend, die Pause bis zum nächsten Punkt wird überbrückt. Mit der H/L-Flanke des nächsten Punkt-Impulses kippt der *D 172* zurück.

Diese Flanke schaltet über den an Gatter 2 liegenden Kondensator das Speicher-FF für die Strichbildung wieder in Ruhelage, wenn der Tasthebel nicht mehr oder noch nicht wieder am Eingang 1 liegt. Über Gatter 5 wird der AM abgeschaltet, sofern nicht inzwischen das Speicher-FF für Punktbildung (G 3 und G 4) gesetzt wurde. Dieses FF wird über einen weiteren Kondensator mit der Rückflanke des Punktes zurückgesetzt.

Bei der beschriebenen Taste kann das Tempo durch Umschaltung von je 2 Kondensatoren mit einem Kellogschalter nur 3 Werte annehmen; 120 Bpm mit $C = 10\ \mu$F. Werden weitere Gebegeschwindigkeiten gewünscht, so sind entsprechende Kondensatoren zusätzlich erforderlich. Mit größerem Aufwand läßt sich auch die Gebegeschwindigkeit kontinuierlich einstellen. An Stelle des einfachen symmetrischen AM muß dann die unsymmetrische Schaltung nach Bild 3.14 treten. Wegen des frequenzabhängigen

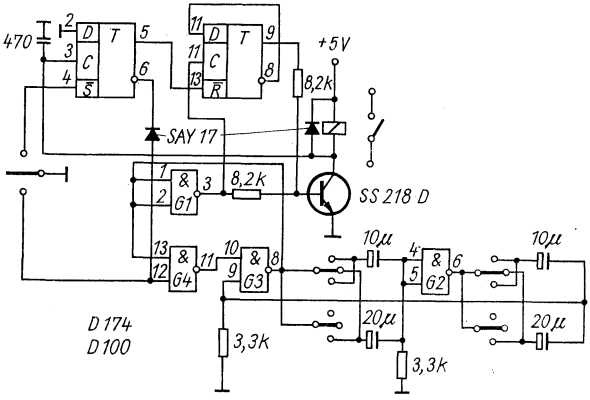


Bild 7.8 Elektronische Morsetaste mit 2 Schaltkreisen

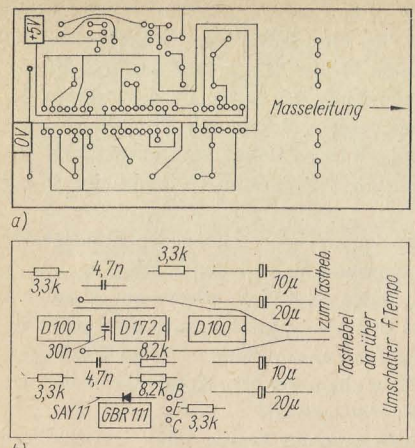


Bild 7.9 Leiterplatte zur Morsetaste nach Bild 7.6; a — Leiterseite; b — Bestückungsseite

Tastverhältnisses dieser Schaltung muß ihr jedoch noch ein FF nachgeschaltet sein, um wieder ein Punkt/Pausen-Verhältnis von 1:1 zu erhalten. Die Leiterplatte (Bild 7.9) gilt nur für Bild 7.6.

Die Schaltung nach Bild 7.8 benötigt nur 2 TTL-Schaltkreise.

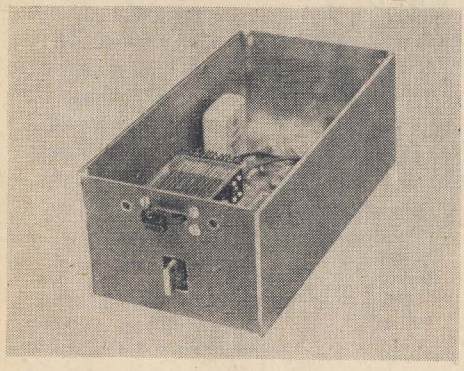


Bild 7.10 Ansicht der elektronischen Taste nach Bild 7.6

Die Funktion ähnelt jener der Taste nach Bild 7.6, das Doppel-Flip-Flop *D 174* konnte lediglich den Speicher mit den Gattern G1 und G2 ersetzen und der astabile läuft im Start/Stop-Betrieb nach Bild 3.12.

7.5. Elektronisches Türsignal

Bild 7.11 zeigt die Schaltung eines Geräts, das nach Knopfdruck die ersten 7 Töne der Melodie „Horch, was kommt von draußen rein ..." abspielt. Es ersetzt die Türklingel, kann aber auch mit einer anderen Melodie als elektronisches Pausenzeichen für eine Betriebsfunkanlage o. ä. eingesetzt werden. Bei dieser Schaltung und ähnlich umfangreichen weicht die Bezeichnung der Schaltkreise von der in den vorangegangenen Abschnitten angewendeten fortlaufenden Numerierung ab. Bei aufwendigeren Schaltungen ist es üblich, die Schaltkreise auf den Leiterplatten nach einem bestimmten Raster in Zeilen und Spalten anzuordnen (z. B. Universalplatte *Up 1032* von Fa. Borkmann). Hier bietet sich an, die Bezeichnung der Schaltkreise aus dem optimalen Platz auf der Leiterplatte zu bilden (Zeilen- und Spaltennummer). So werden nicht nur die Bauelemente bezeichnet, sondern auch noch Hinweise für den konstruktiven Aufbau der betreffenden Schaltung gegeben. Enthält ein Gehäuse mehrere gleichartige Schaltglieder, so geht die eindeutige Zuordnung aus der Bezeichnung der Anschlußstifte hervor.
Die dargestellte Schaltung arbeitet wie folgt:
Ein statischer BM aus zwei Gattern (12) ist der Startspeicher. Er speichert den Druck auf die Auslösetaste (Klingelknopf) und startet damit den Ablauf der Melodie. Das H-Signal an seinem Ausgang (3) schaltet den Taktgeber, einen astabilen Multivibrator (aus den anderen beiden Gattern des Schaltkreises), ein. Das nachfolgende Gatter des Schaltkreises 21 verbessert die Flankensteilheit der Ausgangsimpulse des Taktgebers und leitet sie dem Eingang des Taktzählers zu, der aus den Flip-Flop 20, 30 und 40 besteht (3 × *D 172* o. ä.). Dieser Zähler gestattet einen Zählumfang von 8 Impulsen. Davon ist den ersten 7 je ein Ton der Melodie zugeordnet, der achte Impuls schaltet den Startspeicher wieder aus und damit den Taktgeber ab. Die Auswertung des Taktzählerstandes erfolgt im Dekoder mit den Schaltkreisen 21,

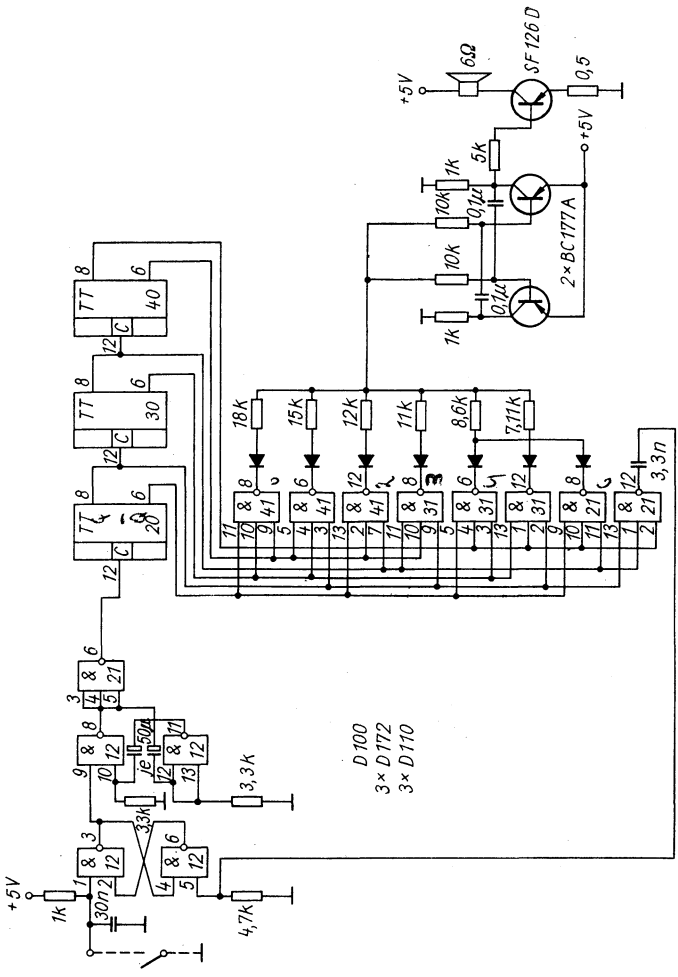


Bild 7.11 Elektronisches Türsignal

31 und 41. Als Tongenerator mit variabler Frequenz dient der AM mit den beiden pnp-Transistoren, wofür nicht unbedingt der angegebene Typ erforderlich ist. Der nachgeschaltete npn-Transistor verstärkt die NF für Lautsprecherwiedergabe.

Von der Größe der Basiswiderstände des AM hängt dessen Schwingfrequenz und damit die Tonhöhe ab. Die an den Ausgängen des Dekoders liegenden unterschiedlichen Widerstände legen die Tonhöhe fest. Ihre Größe ist von der gewünschten Melodie abhängig. Die in Bild 7.11 angegebenen Größen sind nur Richtwerte, die Realisierung erfolgt durch eine Reihenschaltung eines Festwiderstands mit einem Einstellregler. Nicht jeder ist so „musikalisch", die einzelnen Töne richtig einzustellen. Mit einem Zählfrequenzmesser und der Tabelle 7.1. findet man jedoch schnell den „richtigen Ton". Der Taktgeber ist hierbei abzutrennen und der Taktzähler mit den R/S-Eingängen des ersten FF (20) schrittweise durchzuschalten.

Tabelle 7.1. Frequenz einiger Noten (gerundet) in Hz

	1 gestrichen	2 gestrichen	3 gestrichen
c	261	523	1046
cis	277	554	1108
d	293	587	1174
dis	311	622	1244
e	329	659	1318
f	349	689	1396
fis	369	739	1479
g	391	783	1567
gis	415	830	1661
a	440	880	1760
ais	466	932	1864
h	493	987	1975

7.6. Einfache Quarzuhr mit Ziffernanzeige

Ein Quarz der Frequenz 131,072 kHz steuert die Digitaluhr. Dieser Wert entstand durch Abschleifen eines Längenschwingers mit 130 kHz Schwingfrequenz. Bild 7.12a zeigt den Übersichtsschaltplan des Gerätes.

Das Verständnis der Funktion fällt leicht, weil die Baugruppen alle bereits einzeln beschrieben wurden: Die Quarzoszillatorschaltung entspricht Bild 7.4. Die Quarzfrequenz durchläuft zunächst einen 17stufigen Binärteiler (siehe Abschnitt 4.1.). An dessen

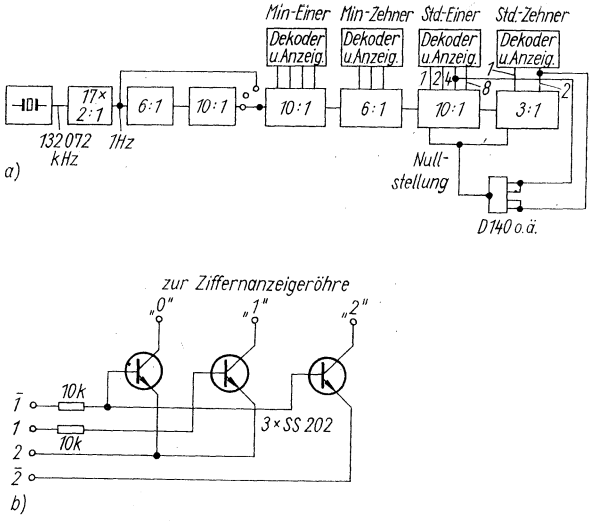


Bild 7.12 a — Übersichtsschaltplan der einfachen Digitaluhr; b — Dekoder des Stundenzehners

Ausgang liegen nun Sekundenimpulse. Diese formt der nachgeschaltete Teiler 60:1 in Minutenimpulse um. Er besteht aus einem Teiler 10:1 nach Bild 4.9, dem ein Teiler 6:1 nach Bild 4.6 folgt. Der anschließende Minutenzähler gleicht diesen Teilern in der Funktion völlig, die herausgeführten Anschlüsse aller Flip-Flop gestatten jedoch den Anschluß der Dekodierschaltungen für die Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhren.

Am Minuteneiner (Zählumfang 0 bis 9) liegt die Schaltung nach Bild 6.3; der Dekoder des Minutenzehners (Zählumfang 0 bis 5) wurde bei sonst gleicher Schaltung entsprechend vereinfacht.

Am Ausgang des Minutenzählers liegen Stundenimpulse. Die Schaltung des Stundeneiners (Zählumfang 0 bis 9) entspricht der des Minuteneiners. Der Stundenzehner (Zählumfang 0 bis 2) hat die Schaltung nach Bild 4.3, der Dekoder vereinfacht sich noch weiter. Von der Stellung „23" muß der Stundenzehner auf „00" springen, d. h., der Stundeneiner darf in diesem Falle nicht bis 9 durchlaufen. Diese Umschaltung kann nach dem Prinzip des Zählers mit wählbarer Stellenzahl (Bild 4.10) ablaufen. Wenn

im Stundenzehner die Zahl 2 steht (Flip-Flop B erregt) und im Stundeneiner die Zahl 4 auftritt (Flip-Flop C erregt), schaltet ein NAND-Glied die R-Eingänge des Stundenzählers auf L-Pegel. So wird zwar zunächst die Stellung „24", danach jedoch sofort Stellung „00" eingenommen. Dies geschieht innerhalb weniger Nanosekunden, so daß es vom Auge nicht wahrnehmbar ist. Um die Uhr zu stellen, werden mit einem Drehschalter Abschnitte des Binärteilers übersprungen. Das Anhalten der Uhr ist durch Unterbrechen der Verbindung zum Binärteiler möglich. Um Prellungen der Kontakte unwirksam zu machen, wurden 3 Schaltebenen parallelgeschaltet. Der Fehler dieser einfachen Quarzuhr beträgt einige Sekunden je Tag.

Für ähnliche Quarzuhren sind viele Variationen möglich. Steht ein Quarz mit anderer Frequenz zur Verfügung, so muß die Frequenzteilung in entsprechender Form erfolgen. Hierfür sind auch monostabile Multivibratoren, z. B. nach Bild 3.20, geeignet. Im Interesse der Stabilität sollte ein monostabiler Multivibrator die jeweilige Frequenz jedoch nicht mehr als 5:1 teilen, der *D 100* gestattet so leicht ein Teilerverhältnis von 500:1.

Besonders kleine Abmaße erzielt man mit höher integrierten Schaltkreisen, z. B. Binärzähler *MH 7493*, Zähldekade *MH 7490* (beide von TESLA) oder *D 192*, *D 193* usw. Auch der Aufbau vereinfacht sich wesentlich, besonders wenn für die Dekoder zur Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhren ebenfalls monolithisch integrierte Typen (z. B. *MH 74141*) eingesetzt werden. Der Amateur kann hier je nach seinen Bedürfnissen und Möglichkeiten variieren.

7.7. Zählfrequenzmesser mit digitaler Anzeige

Für den Amateur sind Frequenzmessungen besonders attraktiv. Viele andere Messungen lassen sich auf eine Frequenzmessung zurückführen, z. B. Drehzahlmessung, Strom- oder Spannungsmessungen, Kapazitäts- und Induktivitätsmessungen. Digitale Frequenzmesser zeichnen sich durch eine besonders einfache Struktur aus. Bei einer periodischen Wechselspannung braucht nur die Zahl der vollständigen Schwingungen (Impulse) in einer bestimmten Zeit gezählt zu werden. Die Länge der Meßzeit bestimmt die Maßeinheit des angezeigten Wertes. Beträgt die Meß-

zeit z. B. 1 s, so hat die angezeigte Frequenz die Maßeinheit Hz, bei 1 ms Meßzeit ergibt sich die Maßeinheit kHz usw.
Das Herzstück des Zählfrequenzmessers ist die Zeitbasis. Von der Genauigkeit der Schwingfrequenz des Quarzes hängt die erreichbare Genauigkeit der Messung ab. So ist es wenig sinnvoll, einen 6stelligen Zähler mit einer Quarzfrequenz der Genauigkeit $1 \cdot 10^4$ zu steuern. Zwar ist in der vom Hersteller angegebenen Frequenztoleranz der Quarze auch die Alterung enthalten, d. h., die Kurzzeitstabilität kann wesentlich besser sein, jedoch ist dann trotzdem auf die letzten zwei Stellen wenig Verlaß. Deshalb lohnt es sich, beim Quarzoszillator etwas mehr Aufwand zu treiben.
Zu diesem von der Zeitbais verursachten Meßfehler kommt noch ein weiterer, der durch die digitale Arbeitsweise des Zählers bedingt ist. Die Messung hat unabhängig von der Anzahl der Zählerstellen einen Fehler von $\pm$ 1 in der letzten Stelle, der dadurch entsteht, daß Meßfrequenz und die Frequenz der Zeitbasis nicht synchron verlaufen. Erfolgt die Messung wie im nachfolgend beschriebenen Gerät wiederholt in kurzen Intervallen, so mittelt sich dieser Fehler.
Der Sinn der Voreinstellmöglichkeit besteht darin, daß Sende- oder Empfangsfrequenz von Funkgeräten direkt angezeigt werden können, obwohl kein Oszillator auf diesen Frequenzen schwingt. Die Voreinstellung steht auf einem durch die Frequenzaufbereitung des Gerätes vorgegebenen Wert und zählt entweder aufwärts oder abwärts. Beispiel: Voreinstellung: ZF = 9000 kHz, Oszillatorfrequenz 5250 kHz ergibt abwärts gezählt eine Anzeige von 3750 kHz (80-m-Band), aufwärts gezählt eine Anzeige von 14250 kHz (20-m-Band).
Bild 7.13 zeigt die Schaltung des Gerätes. (Quarzoszillator, Trennstufe und Teiler entsprechen den zuvor erläuterten Schaltungen. Alle Frequenzen der Zeitbasis liegen über Schalter S2 an Buchse B 1 und können zur Empfängerkalibrierung, zur Zeitmessung o. ä. verwendet werden. Schalter S1 verbindet unabhängig davon die Eingangstorschaltung mit der dem jeweiligen Meßbereich zugeordneten Frequenz der Zeitbasis. Mit Schalter kann man die Zählrichtung auswählen.
Die einzelnen Zählerdekaden gliedern sich in Voreinstellung, Zählerteil (*P 192*), Anzeigespeicher (*P 195*), Dekodierung (*P 147*) und Anzeige (*VQB 71*).

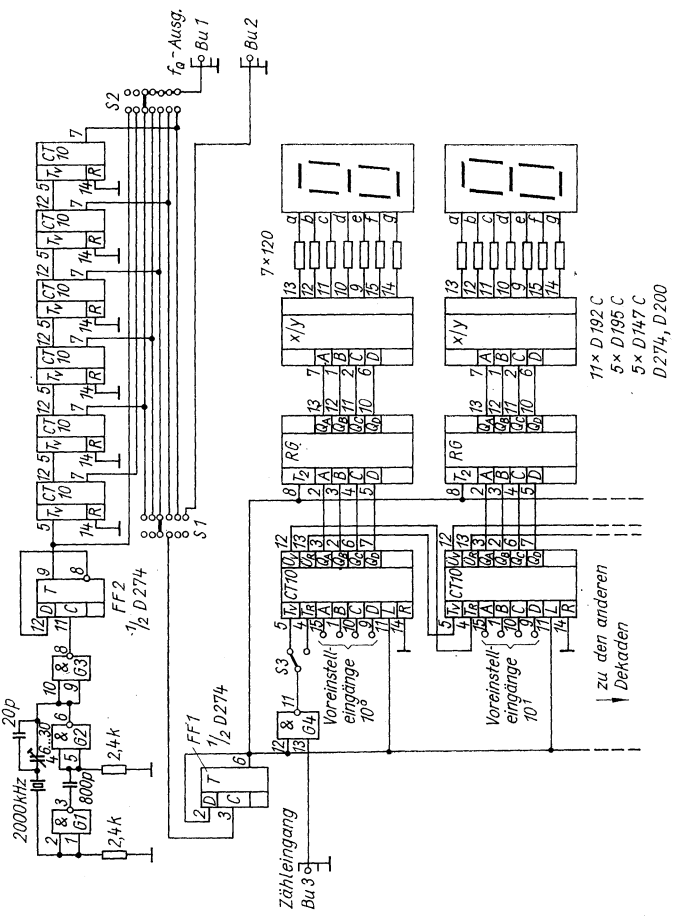


Bild 7.13 Voreinstellbarer Zählfrequenzmesser mit Speicher

Die Voreinstellung besteht aus einer Federleiste, auf welche die Voreinstelleingänge der Zählerschaltkreise geführt sind. Ausgewählt wird durch eine steckbare Messerleiste mit Drahtbrücken, die der jeweiligen Frequenzaufbereitung entsprechend nach

Masse liegen. Einen offenen Eingang bewertet die Schaltung als H-Pegel. Komfortabler aber auch aufwendiger ist die Umschaltung der Voreinstelleingänge mit Drehschaltern, die so angeschlossen sind, daß sie ein BCD-Signal an die Zähler liefern (z. B. Ziffer 6: (LHHL). Hierzu sind je Dekade 4 Schalterebenen mit 10 Stellungen erforderlich.

Die Verbindung der Zähler mit den Speicher- und Dekoderschaltkreisen ist übersichtlich und klar.

Die Ladeeingänge der Zähler- und Speicherschaltkreise sowie der Eingangstorschaltung G4 werden mit der gleichen Leitung und mit der gleichen Impulsflanke gesteuert. Das FF1 liefert das Steuersignal für den Zeitablauf.

Liegt der Ausgang 6 von FF1 auf L-Pegel, so ist das Eingangstor (G4) verriegelt, die Zählerschaltkreise übernehmen das voreingestellte Zeichen.

Die Übernahme in die Zwischenspeicher ist gesperrt, die Anzeige stellt das in den *P 195* stehende Zeichen dar. Die L/H-Flanke des Steuersignals gibt das Tor (G4) frei und sperrt die Zählervoreinstellung. Die Eingangsimpulse schalten den Zähler entsprechend der gewählten Zählrichtung vom voreingestellten Wert an weiter. Die Übernahme in die Zwischenspeicher bleibt gesperrt. Mit der H/L-Flanke des Steuersignals verriegelt das Eingangstor, die Speicher übernehmen den Zählerinhalt, und die Voreinstellung schaltet wieder durch und überschreibt den Inhalt der Zählerschaltkreise. Die Anzeige stellt nun den gemessenen Wert dar.

Da periodisch entsprechend dem eingestellten Zeittakt gemessen wird, ändert sich der Meßwert für den Betrachter im Gegensatz zu Zählern ohne Speicher während der Messung nicht. Weil sich die Zähler- und Speicherschaltkreise beträchtlich erwärmen und bei Überhitzung die Funktionssicherheit nicht gewährleistet ist,

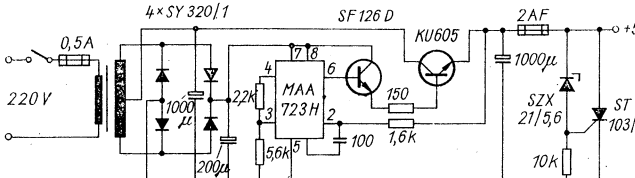


Bild 7.14 Netzteil zum Zählfrequenzmesser nach Bild 7.13

muß der Aufbau des Gerätes eine gute Belüftung sichern (durchbrochenes Gehäuse, senkrechte Leiterplatten). Bild 7.14 zeigt den Netzteil.

Um die Verlustleistung am Regeltransistor gering zu halten, liegt dieser nicht wie sonst meist an der gleichen Spannung wie der Schaltkreis *MAA 723 H*, sondern an der Mittelanzapfung des Transformators. Der Schaltkreis benötigt mindestens 12 V, die geregelte Spannung soll aber nur 5 V betragen. Bei 1,3 bis 1,7 A Laststrom (je nach Ziffernanzeige) wäre dies eine Verlustleistung von etwa 10 W. In der gezeigten Schaltung liegen am Schaltkreis 16 V, am Leistungstransistor 8 V, die Verlustleistung beträgt nur nun noch etwa 4,5 W. Die Thyristorschaltung zündet bei Überspannung und schützt damit das angeschlossene Gerät bei Defekten im Netzteil.

8. Anhang (Schaltkreisvergleichstabelle)

Wie bereits erwähnt, produzieren viele Firmen TTL-Schaltkreiser Trotzdem sind die einzelnen Typen meist völlig äquivalent ode. unterscheiden sich nur geringfügig in den zulässigen Toleranzen der Speisespannung, der Schaltgeschwindigkeit, dem Betriebstemperaturbereich, dem Leistungsbedarf je Gatter usw., nicht jedoch in den Logikpegeln.
Die Schaltkreise unterschiedlicher Serien können also direkt zusammenarbeiten, wenn die z. T. unterschiedlichen Einheitslasten berücksichtigt werden. Bei den Schaltungen des Amateurs spielen die oben angeführten Unterschiede ohnehin keine Rolle. Aus diesen Gründen ist ein Vergleich der Schaltkreise verschiedener Hersteller und Serien besonders interessant.
Die oben genannten Gemeinsamkeiten der Bauelemente drücken sich häufig in deren Bezeichnung aus. Die international am weitesten verbreitete Bezeichnung der einzelnen Typen beginnt mit einigen Buchstaben, aus denen man den Hersteller entnehmen kann:

MH — TESLA, ČSSR
SN — Texas Instruments
MIC — ITT
TL — AEG Telefunken
IDT — SFRJ

Die nachfolgende Zifferngruppe kennzeichnet den Betriebstemperaturbereich und die zulässigen Toleranzen der Speisespannung:

Tabelle 8.1. Betriebstemperaturbereich und zulässige Toleranzen der Speisespannung einiger Schaltkreisserien

Serie	Betriebstemperaturbereich	Speisespannungstoleranz
54	− 55 °C bis + 125 °C	± 10%
74	0 °C bis + 70 °C	± 5%
84	− 25 °C bis + 85 °C	± 5%

Die Serie *74* ist am weitesten verbreitet, hat die geringsten Preise

und ist bei vielen Herstellern am weitesten entwickelt. Sie wird als Standardserie bezeichnet.

Folgt in der Bezeichnung eine Buchstabengruppe, so zeigt diese Abweichungen von der Standardserie in weiteren Kennwerten:

- LS — Low-power-Schottky, geringerer Leistungsbedarf je Gatter.
- S — Schottky-Serie, kürzere Schaltzeiten.
- L — Low-power-Serie, geringerer Leistungsbedarf je Gatter, längere Schaltzeiten.
- H — high-speed-Serie, gekennzeichnet durch besonders kurze Schaltzeiten und größeren Leistungsbedarf je Gatter.

Die nun in der Bezeichnung folgende Zahlengruppe ist die laufende Nummer, hier ist leider keine Systematik üblich. Schaltkreise unterschiedlicher Serien mit den gleichen laufenden Nummern haben die gleiche logische Funktion und gleiche Anschlußbelegung (z. B. *MH 5400* und *SN 74 HOON*). Es genügt deshalb, die Anschlußbilder der Typen der Standardserie zu kennen.

Weitere angehängte Buchstaben kennzeichnen meist das Gehäuse, seltener geringe Abweichungen einzelner technischer Daten:

- N — Dual-in-line-Gehäuse
- J — Flat-pack-Gehäuse
- A — geringe Abweichung zum Typ mit der gleichen laufenden Nummer siehe Katalog des Herstellers.

Die Bezeichnungen einiger Hersteller weichen jedoch z. T. beträchtlich von diesem Schlüssel ab. Bei den Bauelementen der DDR-Produktion hat die Bezeichnung folgende Bedeutung:

Tabelle 8.2. Bedeutung der Bezeichnung von DDR-Schaltkreisserien

RFT-Bezeichnung	international	Bedeutung
D 10	*74*	Standardserie
E 10	*84*	größerer Betriebstemperaturbereich als Reihe *D 10*
D 20	*74 H*	schneller, größerer Leistungsbedarf je Gatter, größere Einheitlast als Reihe *D 10*

Die letzten Ziffern der Zahlengruppe entsprechen weitgehend der laufenden Nummer des internationalen Bezeichnungssystems. Die RFT-Schaltkreise befinden sich im Dual-in-line-Gehäuse; als Gehäusewerkstoff sind Keramik (Kennbuchstabe C, am Ende der Bezeichnung) und Plast (Kennzeichen D) eingesetzt. Die Bauelemente im Plastgehäuse sind z. T. beträchtlich billiger.

In der Sowjetunion werden Schaltkreise der Standardserie mit den Bezeichnungen Serie *155* im DIL-Gehäuse und Serie *133* im Flat-pack-Gehäuse produziert. Die Serie *158* liegt im Leistungsbedarf zwischen der Standardserie und der Low-power-Reihe *54*. Die weitere Systematik dieser Serien ist der Vergleichstabelle (Tabelle 8.3.) für die Standardserie zu entnehmen. Die sowjetischen Schaltkreise haben die gleiche Anschlußbelegung wie die angegebenen Äquivalenttypen, jedoch einen größeren Arbeitstemperaturbereich. Die Grenzwerte der zulässigen Spannungen an den Eingängen liegen niedriger, so daß es nicht zulässig ist, unbenutzte Eingänge direkt an die Speisespannung zu legen.

Die Schaltkreise des Bastlerbeutels entsprechen der Standardserie. Die zulässige Belastung der Ausgänge beträgt jedoch nur 5 Lasteinheiten.

Tabelle 8.3. Vergleichstabelle für TTL-Schaltkreise

Typ	Bild	Äquivalenztypen	
D 100 D	8.1	K 155 LA3,	7400
D 103 D	8.1		7403
(D 204 D)	8.2	K 155 LN1,	7404
MH 7405	8.2	K 155 LN2,	7405
D 110 D	8.3	K 155 LA4,	7410
MH 7413	8.4	K 155 TL1,	7413
D 120 D	8.4	K 155 LA1,	7420
D 126 D	8.1	K 155 LA11,	7426
D 130 D	8.5	K 155 LA2,	7430
D 140 D	8.4	K 155 LA6,	7440
MH 7442	8.6		7442
D 146 C	8.7		7446
D 147 C	8.7		7447
D 150 D	8.8	K 155 LR1,	7450
D 151 D	8.8		7451

D 153 D	8.9		7453
D 160 D	8.10		7460
D 172 D	8.11	K 155 TV1,	7472
D 174 D	8.12	K 155 TM2,	7474
MH 7475	8.13	K 155 TM7,	7475
MH 7490	8.14	K 155 IE2,	7490
D 191 C	8.15		7491
D 195 C	8.16	K 155 IR1,	7495
MH 74121	8.17	K 155 AG1,	74121
MH 74141	8.18	K 155 ID1,	74141
D 192 C	8.19	K 155 IE6,	74192
D 193 C	8.20	K 155 IE7,	74193

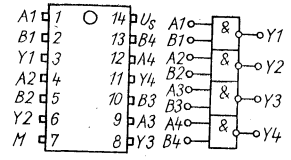


Bild 8.1

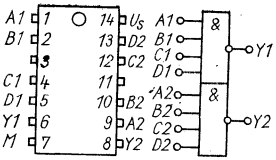


Bild 8.4

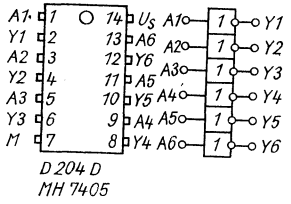


Bild 8.2

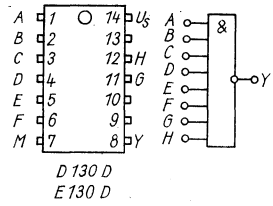


Bild 8.5

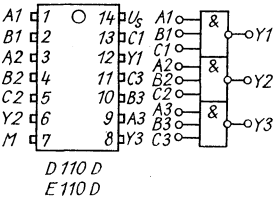


Bild 8.3

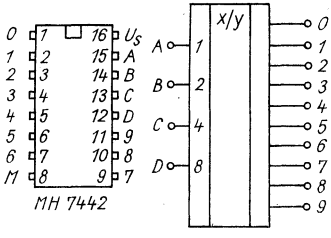


Bild 8.6

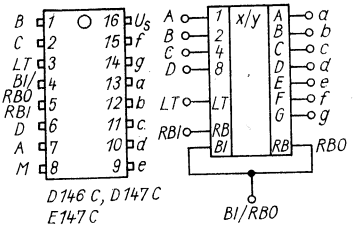


Bild 8.7

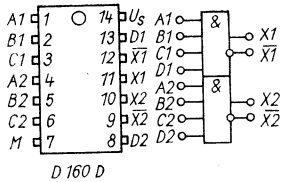


Bild 8.10

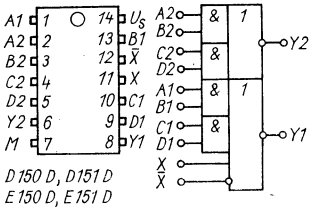


Bild 8.8

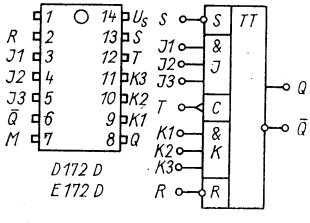


Bild 8.11

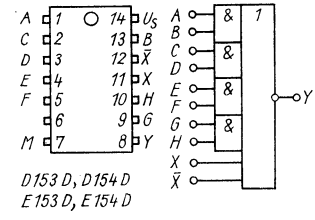


Bild 8.9

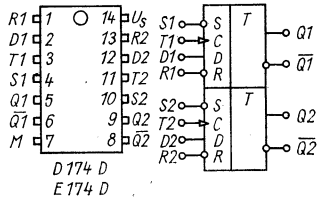


Bild 8.12

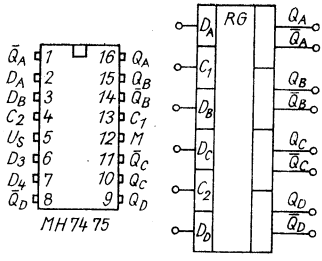


Bild 8.13

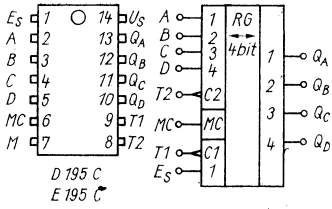


Bild 8.16

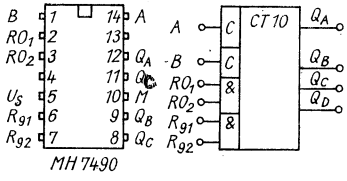


Bild 8.14

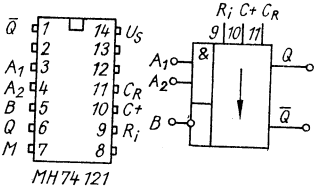


Bild 8.17

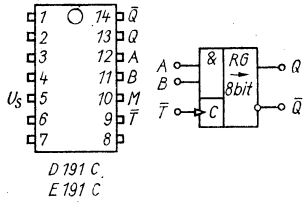


Bild 8.15

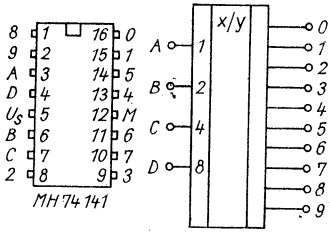


Bild 8.18

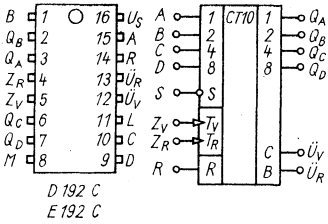


Bild 8.19

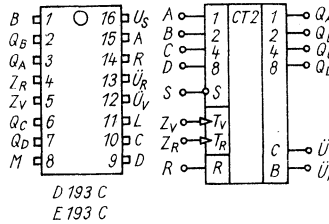
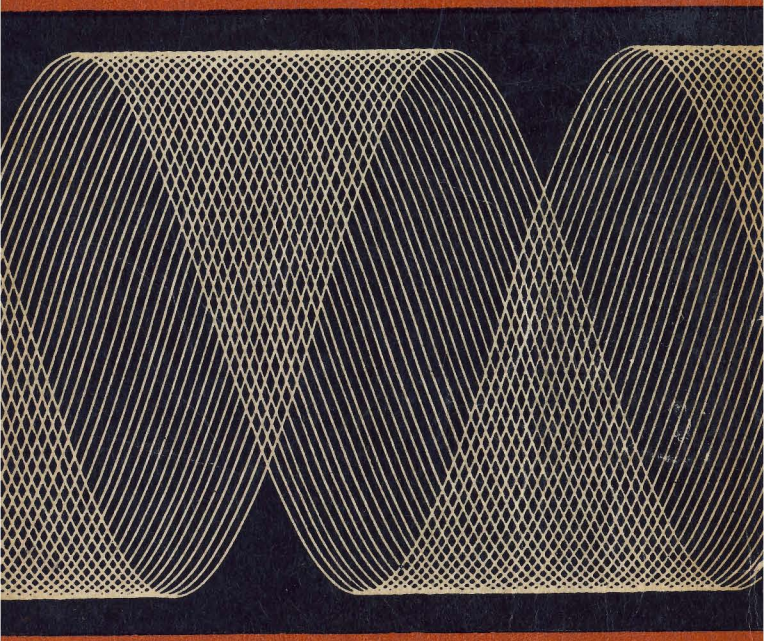


Bild 8.20

9. Literaturverzeichnis

[1] Bipolare digitale Schaltkreise — Ausgabe 1978/79; VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[2] Priklady pouziti cislicorych integrovanych obvodu; TESLA Roznov 1971

[3] *Haseloff, E.:* Das TTL-Kochbuch; Texas Instruments

[4] *Kühn, E., Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1972